

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงความถี่สูงที่แรงดันสวิตช์ศูนย์

HIGH FREQUENCY ZERO VOLTAGE SWITCHING POWER SUPPLY



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของสารนิพนธ์การศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2543

ISBN 974-622-734-3

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงความถี่สูงที่แรงดันสวิตซ์ศูนย์

HIGH FREQUENCY ZERO VOLTAGE SWITCHING POWER SUPPLY



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน... 35717

วัน, เดือน, ปี 19 ส.ย. 2543

พ.ศ.2543

ISBN 974-622-734-3

HIGH FREQUENCY ZERO VOLTAGE SWITCHING POWER SUPPLY



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

2000

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISBN 974-622-734-3



เอกสารนี้ COPYRIGHT 2000 หารับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณี SCHOOL OF GRADUATE STUDIES ละต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์ แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงความถี่สูงที่แรงดันสวิตช์ศูนย์
ชื่อนักศึกษา นายปรากฏฤต เหลียงประดิษฐ์
รหัสประจำตัว 36061205
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ. 2543
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ

บทคัดย่อ

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ นำเสนอการปรับปรุงแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง ซึ่งโดยปกติแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงจะทำงานที่ความถี่สูง ยิ่งมีความถี่สูงมากจะทำให้แหล่งจ่ายไฟมีขนาดเล็กลง น้ำหนักน้อยลง แต่การเพิ่มความถี่สูงขึ้นนั้นทำให้อุปกรณ์การสวิตช์ทำงานมากยิ่งขึ้น ส่งผลทำให้เกิดการสูญเสียขณะสวิตช์มากขึ้น ซึ่งเป็นข้อจำกัดของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง ฉะนั้นวิทยานิพนธ์เล่มนี้นำเสนอแนวทางการลดการสูญเสียขณะสวิตช์อีกวิธีหนึ่ง โดยใช้หลักการสวิตช์ที่แรงดันมีค่าเป็นศูนย์โวลต์ โดยออกแบบให้ตัวเหนี่ยวนำขนาดที่เหมาะสมนำมาต่ออนุกรมกับหม้อแปลงกำลังของวงจรฟูลล์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งการออกแบบจะออกแบบให้ตัวเหนี่ยวนำสามารถสะสมพลังงานให้มากพอที่จะทำให้เกิดสภาวะแรงดันมีค่าเป็นศูนย์ที่อุปกรณ์สวิตช์ โดยการหาค่าตัวเหนี่ยวนำจากการเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เมื่อได้ค่าตัวเหนี่ยวนำที่เหมาะสม ได้จัดสร้างและทดสอบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงสวิตช์ที่แรงดันศูนย์โดยฟูลล์บริดจ์ ขนาด 1,000 วัตต์ 60 โวลต์ จากผลการทดสอบเกิดสภาวะสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ตั้งแต่ครั้งหนึ่งของภาระสูงสุดจนถึงพักตามที่ต้องการ ออกแบบได้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title High Frequency Zero Voltage Switching Power Supply
Student Mr.Prakit Liengpradis
Student ID. 36061205
Degree Mater of Engineering
Programme Electrical Engineering
Year 2000
Thesis Advisor Assis.Prof.Prapasss Praisuwanna

ABSTRACT

This thesis presents the switching power supply improvement, which are normally operated at high frequency. For switching power supply, the higher frequency consequences the smaller and lighter equipment. However, operation at high frequency requires more often operation of switching equipment and generated more losses. This is the limitation of switching power supply. This thesis presents the method for reducing the losses by switching the switch at zero voltage using design technique of suitable size of inductor series with power transformer of full-bridge converter. The series inductor is designed to be able to store the energy enough to make zero voltage across the switching equipment. The inductance of the inductor is calculated by computer program. The 1000 watts 60 volt full-bridge switching power supply using zero voltage switching technique is built and tested. The test results show that the design criteria give the actual switching at zero voltage when operate the tested equipment at more than half of rated power.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง จาก ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกทราบดีซึ่งในความอนุเคราะห์จากท่านและกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อประจิด คุณแม่ยุพิน เหลียงประดิษฐ์ ที่ให้โอกาสชีวิตและเป็นกำลังใจมาโดยตลอด

ขอขอบคุณพี่-น้อง และเพื่อน ๆ ในภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยศรีปทุม ทุกคนที่ช่วยเหลือให้คำแนะนำต่าง ๆ จนสำเร็จสมบูรณ์ยิ่งขึ้นและยังให้กำลังใจต่อผู้วิจัยอย่างใกล้ชิดตลอดมา

สุดท้ายขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัย ที่ได้ให้ทุนสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้ คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ปรากรุต เหลียงประดิษฐ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาไทยอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญรูป	VIII
รายการคำย่อและสัญลักษณ์	XI
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ความรู้พื้นฐานทั่วไปของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง	4
2.1 ภาคเรียงกระแสและกรองแรงดันทางด้านอินพุท	5
2.1.1 วงจรเรียงกระแส	5
2.1.2 ฟิลต์	7
2.1.3 วงจรกรองสัญญาณ RFI	8
2.2 คอนเวอร์เตอร์	8
2.2.1 ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์	9
2.2.2 ฟอว์เวอร์คคอนเวอร์เตอร์	10
2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	11
2.2.4 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	13
2.2.5 ฟูลล์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	13
2.2.6 หม้อแปลงกำลังความถี่สูง	16
2.2.7 ทรานซิสเตอร์กำลัง	20
2.2.8 มอสเฟตกำลัง	21
2.2.9 ไดโอดในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง	23
2.3 วงจรควบคุมสำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง	24
2.4 เสถียรภาพของวงจรควบคุม	27
2.5 วงจรสับเบอร์ คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้	27

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

บทที่ 3 คอนเวอร์เตอร์พัลส์วิตช์มอดูเลตสวิตช์ที่แรงดันศูนย์โดยฟูลล์บริดจ์	30
3.1 โครงสร้างของวงจรหลัก	30
3.2 โครงสร้างของวงจรเล็อนเฟส	31
3.3 สภาวะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์	33
3.4 การวิเคราะห์เชิงสมการแต่ละสภาวะ	35
3.5 หลักการออกแบบ	39
3.6 สรุปท้ายบท	39
บทที่ 4 การออกแบบ	41
4.1 โครงสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตซ์ที่สวิตช์แรงดันศูนย์โดยฟูลล์บริดจ์	41
4.2 ลำดับขั้นตอนการออกแบบแหล่งจ่ายไฟ	41
4.3 การออกแบบหาค่า N , L_r และ L_f	42
4.4 วงจรเรียงกระแสและกรองแรงดัน	51
4.5 วงจรฟูลล์บริดจ์อินเวอร์เตอร์	52
4.6 หม้อแปลงความถี่สูง	53
4.7 การพัน L_r , L_f และ C ด้านเอาต์พุต	55
4.8 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	57
4.9 วงจรเล็อนเฟส	58
4.10 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	59
บทที่ 5 การทดสอบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ที่สวิตช์ที่แรงดันศูนย์	61
5.1 ผลการทดสอบรูปสัญญาณแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ที่สวิตช์ที่แรงดันศูนย์	61
5.2 ผลการทดสอบค่าต่างๆแต่ละสภาวะของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ที่สวิตช์ที่แรงดันศูนย์	78
5.3 ผลการทดสอบรูปกราฟควาหสัมพันธ์ของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ที่สวิตช์ที่แรงดันศูนย์	78
บทที่ 6 สรุปการทดสอบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ที่สวิตช์ที่แรงดันศูนย์	86

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บรรณานุกรม	88
ภาคผนวก ก	89
ภาคผนวก ข	95
ประวัติผู้เขียน	125



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงการจัดกลุ่มของเทพจนวนตามอัตราทนอุณหภูมิ(Thermal strength)	20
4.1 ผลการคำนวณหาค่า N	46
4.2 ผลการคำนวณหาค่า L_r	49
5.1 ผลการทดสอบแต่ละสภาวะของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงที่สวิตซ์ที่แรงดันศูนย์	79



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป

รูปที่	หน้า	
2.1	บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง	4
2.2	วงจรเรียงกระแส	5
2.3	หลักการของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก	9
2.4	วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก	9
2.5	หลักการของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอว์เวอร์ด	10
2.6	วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอว์เวอร์ด	11
2.7	วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบพูช-พูล	12
2.8	วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์	13
2.9	วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์	14
2.10	วงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุตของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ ก) วงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุต ข) สัญญาณแรงดันอินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรองแรงดัน ค) สัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำและกระแสเอาต์พุต	15
2.11	ตัวอย่างของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD	18
2.12	(ก) แสดงการขับมอสเฟตกำลังให้น้ำกระแสด้วย ไอซี TTL และพูล อัฟริซีสเตอร์, (ข) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพื่อเพิ่มความเร็วจนเริ่มนำกระแส (ค) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพื่อเพิ่มความเร็วจนเริ่มหยุดนำกระแส	22
2.13	วงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน	24
2.14	ลักษณะของความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลต สัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพื้นเลื้อย	25
2.15	วงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส	25
2.16	ลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส	26
2.17	การตอบสนองเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงภาระเส้นกราฟ(a) over-damped (poor response) เส้นกราฟ(b) critically damped (optimum) เส้นกราฟ(c) under damped curve และเส้นกราฟ(d) unstable	27
2.18	การต่อวงจรสับเบรชช่วงหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์	28
2.19	การต่อสับเบรชป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังขณะเริ่มหยุดนำกระแส	28

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.1 วงจรหลักคอนเวอร์เตอร์พัลส์วิตช์มอดูเลตสวิทช์ที่แรงดันศูนย์โดยฟูลล์บริดจ์	31
3.2 สัญญาณการควบคุมการทำงานของมอสเฟต ก.แบบพัลส์วิตช์มอดูเลตแบบธรรมดา ข.แบบให้เกิดสถานะสวิทช์ที่แรงดันศูนย์	32
3.3 วงจรเลื่อนเฟส	33
3.4 รูปสัญญาณการสวิทช์ที่แรงดันศูนย์	34
4.1 โครงสร้างของแหล่งจ่ายไฟ	41
4.2 แผนผังแสดงขั้นตอนการคำนวณหาค่า N	45
4.3 แผนผังแสดงขั้นตอนการคำนวณหาค่า L_r	48
4.4 แผนผังแสดงขั้นตอนการหาค่าตอบกับสถานะ $V_{in(max)}$ และ $V_{in(min)}$	50
4.5 วงจรเรียงกระแส	51
4.6 วงจรฟูลล์บริดจ์อินเวอร์เตอร์	52
4.7 ลักษณะการผันผวนเปลี่ยนแปลง	53
4.8 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุต	55
4.9 วงจรควบคุมในโหมดแรงดันใช้ไอซีเบอร์ TL494	58
4.10 วงจรเลื่อนเฟส	59
4.11 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	59
5.1 สัญญาณ PWM	61
5.2 สัญญาณเลื่อนเฟส	62
5.3 สัญญาณขับเกทมอสเฟต	63
5.4 สัญญาณที่ภาระโหลด 4.24 % (42.42 watts)	65
5.5 สัญญาณที่ภาระโหลด 10.75 % (107.51 watts)	66
5.6 สัญญาณที่ภาระโหลด 19.23 % (192.32 watts)	67
5.7 สัญญาณที่ภาระโหลด 48.96 % (489.60 watts)	68
5.8 สัญญาณที่ภาระโหลด 59.90 % (599.00 watts)	69
5.9 สัญญาณที่ภาระโหลด 71.76 % (717.60 watts)	70
5.10 สัญญาณที่ภาระโหลด 89.40 % (894 watts)	71
5.11 สัญญาณที่ภาระโหลด 101.15 % (1011.50 watts)	72
5.12 สัญญาณที่ผ่านวงจรเรียงกระแสด้านเอาต์พุต	73

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.13 สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุต	75
5.14 สัญญาณกระแสตรงด้านอินพุตของคอนเวอร์เตอร์	76
5.15 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตกับกระแสเอาต์พุต	80
5.16 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตกับแรงดันเอาต์พุต	81
5.17 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตกับกระแส DC	82
5.18 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตกับแรงดัน DC	83
5.19 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตกับกำลัง DC	84
5.20 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตกับประสิทธิภาพคอนเวอร์เตอร์	85



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์

A_c, W_s	พื้นที่การพันขดลวดของบอบบิ้น, cm^2
A_c	พื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลง, cm^2
B_{max}	ความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุด, G
$C_{MOS1} C_{MOS2} C_{MOS3}$	ค่าความเก็บประจุด้านเอาต์พุตของมอสเฟต Q_1, Q_2, Q_3 และ Q_4
$C_{MOS4} C_{MOS}$	
C	ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์
C_{TR}	ค่าความเก็บประจุของหม้อแปลง
C_r	ค่าความเก็บประจุของวงจรกรองแรงดัน
D	ค่าดิวตี้ไซเคิล
D_1-D_4	ไดโอดเรียงกระแส
D_1-D_4	ไดโอดภายในมอสเฟต (Internal antiparallel diodes)
ΔD	ค่าส่วนสูญเสียของดิวตี้ไซเคิล (lost duty cycle)
D_{eff}	ค่า ดิวตี้ไซเคิลประสิทธิผล (Effective duty cycle)
D_{max}	ค่าดิวตี้ไซเคิลสูงสุดมีค่า 0.8
f	ความถี่
f_s	ความถี่สูงที่ใช้ในการสวิตช์
I_1	ค่ากระแสที่สถานะเริ่มต้นในช่วงประสิทธิผลของดิวตี้ไซเคิล
I_2	ค่ากระแสที่สถานะสิ้นสุดในช่วงประสิทธิผลของดิวตี้ไซเคิล
I_{crit}	ค่ากระแสวิกฤตที่เริ่มสวิตช์ที่แรงดันสูง
I_{load}	ค่ากระแสภาระ
I_{dc}	ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส
I_{mag}	กระแสแมกนีไทเซชัน
ΔI	ค่ากระแสรีเปิล ของความเหนี่ยวนำในวงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุต
K	มีค่าเท่ากับ 4.44 สำหรับรูปคลื่นไซน์ และ 4.0 สำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม
L	ค่าของตัวเหนี่ยวนำที่เอาต์พุตของฟอ์เวอร์คคอนเวอร์เตอร์
L_r	ค่าความเหนี่ยวนำในวงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุต
L_r	ค่าความเหนี่ยวนำรีโซแนนท์
L_r	$L_r (N_p/N_s)^2$
N	อัตราส่วนจำนวนขดลวดปฐมภูมิต่อขดลวดทุติยภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ใช้เฉพาะเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ (สงวนลิขสิทธิ์) ออกรายงาน และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

N_p	จำนวนขดลวดปฐมภูมิ
N_s	จำนวนขดลวดทุติยภูมิ
P_{out}	กำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุต
PWM	พัลส์วิดท์มอดูเลต (Pulse-Width-Modulated)
Q_1-Q_4	มอสเฟต
R'	$R_{load} (N_p/N_s)^2$
R_s	ความต้านทานประสิทธิผล
R_{load}	ค่าความต้านทานภาระ
T	ค่าคาบเวลา
$t_1, t_2, t_3, \dots, t_8$	เวลาในแต่ละสถานะ
Δt	ช่วงเวลาที่ C คายประจุ
$TS_{(max)}$	ช่วงเวลาที่ Q_1 นำกระแสของฟอร์เวอร์คคอนเวอร์เตอร์
V_{ds}	แรงดันกระแสตรงที่จ่ายออกจากกวางจรคอนเวอร์เตอร์
V_{in}	แรงดันกระแสตรงที่จ่ายให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์
$V_{in (max)}$	แรงดันกระแสตรงสูงสุดที่จ่ายให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์
$V_{in (mea)}$	แรงดันกระแสตรงกลางที่จ่ายให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์
$V_{in (min)}$	แรงดันกระแสตรงต่ำสุดที่จ่ายให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์
ΔV_{in}	ช่วงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันกระแสตรงที่จ่ายให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์
V_{out}	แรงดันกระแสตรงที่จ่ายออกจากกวางจรคอนเวอร์เตอร์
V_p	แรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิ
$V_{i(p-p)}$	ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระแสเพื่อที่เอาต์พุตของเรียงกระแส
ZVS	การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (Zero – Voltage – Switch)
ZVS - PWM	คอนเวอร์เตอร์พัลส์วิดท์มอดูเลตสวิตช์ที่แรงดันศูนย์โดยฟูลล์บริดจ์ (Full - Bridge Zero-Voltage-Switch PWM Converter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตจิ่ง เป็นแหล่งจ่ายไฟใช้กันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากสามารถให้กำลังไฟฟ้าได้มาก เมื่อเปรียบเทียบกับน้ำหนักของตัวเอง ทำให้มีการพัฒนาแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตจิ่งอย่างต่อเนื่อง

เหตุที่ทำให้มีกำลังต่อหน่วยน้ำหนักสูงนั้น เนื่องจากใช้หม้อแปลงขนาดเล็กลง ซึ่งน้ำหนักของแหล่งจ่ายไฟส่วนใหญ่จะขึ้นอยู่กับน้ำหนักของหม้อแปลง โดยหลักการแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตจิ่งจะสร้างแรงดันความถี่สูงก่อนแล้วผ่านเข้าหม้อแปลง แปลงระดับแรงดันให้มีค่าอยู่ในระดับที่ต้องการ การที่หม้อแปลงทำงานที่ความถี่สูงทำให้ความต้องการพื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลงมีค่าน้อยลงจึงทำให้หม้อแปลงมีขนาดเล็กลงและน้ำหนักน้อยลง นั้นหมายความว่ายิ่งความถี่สูงขึ้นขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลงก็จะน้อยลงเรื่อยๆ

แต่การทำงานที่ความถี่สูงๆ จะต้องคำนึงต่อตัวแปรหลายตัวมาก ซึ่งแปรผันตรงหรือแปรผกผันกับความถี่ เช่น การสูญเสียในแกนหม้อแปลงซึ่งแปรผันตรงกับความถี่ ยิ่งความถี่สูงการสูญเสียในแกนหม้อแปลงก็จะยิ่งมาก เพื่อที่จะลดการสูญเสียในแกนของหม้อแปลง จึงต้องเลือกใช้แกนที่มีความสูญเสียน้อยขณะทำงานที่ความถี่สูง ทำให้ต้องใช้แกนเฟอร์ไรต์ การสูญเสียอีกจุดหนึ่งเมื่อความถี่สูงขึ้นคือการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ เกิดขึ้นทั้งในขณะเปิดสวิตช์และปิดสวิตช์ โดยพิจารณาอุปกรณ์ที่นำมาทำหน้าที่เปิดที่ความถี่สูง ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ทำจากสารกึ่งตัวนำ เมื่อนำมาสวิตช์จะแยกพิจารณาเป็นขณะปิด กับขณะเปิด

ขณะจะเปิด จะมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านอุปกรณ์ แต่แรงดันตกคร่อมจะมีค่าใกล้เคียงกับศูนย์ เมื่อสั่งเปิดสวิตช์ กระแสตกลงและขณะเดียวกันแรงดันจะเพิ่มขึ้น จะเห็นว่าเกิดค่าของกระแสค่าหนึ่งและแรงดันค่าหนึ่ง ทำให้เกิดค่ากำลังไฟฟ้าขึ้น ค่ากำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นนี้จะสิ้นสุดเมื่อแรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงถึงค่าเต็มพิกัดและกระแสตกลงจนเป็นศูนย์ นั่นคือการเปิดวงจรที่สมบูรณ์แล้ว จากสถานะที่เกิดขึ้นจะเห็นว่ามี การสูญเสียกำลังขณะสวิตช์เกิดขึ้น ซึ่งจะถูกลบเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของความร้อนที่อุปกรณ์สวิตช์

ในขณะที่ปิดก็เช่นเดียวกัน กระแสเริ่มไหลแต่ยังมีแรงดันตกคร่อมที่อุปกรณ์สวิตช์อยู่ทำให้มีการสูญเสียกำลังไปอยู่ในรูปของความร้อนเช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฉะนั้นไม่ว่าขณะสวิตช์เปิดหรือสวิตช์ปิด จะมีการสูญเสียกำลังไฟฟ้าและถูกเปลี่ยนรูปพลังงานให้อยู่ในรูปของความร้อน ยิ่งทำงานที่ความถี่สูงๆก็จะมีสวิตช์บ่อยครั้งยิ่งขึ้น ซึ่งอาจทำให้อุปกรณ์สวิตช์ทนความร้อนที่เกิดขึ้นไม่ไหวได้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

จากสภาวะข้างต้น จึงมีการพัฒนาวิธีการลดการสูญเสียส่วนนี้ลง การลดการสูญเสียขณะสวิตช์เป็นการลดความร้อนเกิดขึ้นที่อุปกรณ์สวิตช์น้อยลง ส่งผลให้สามารถลดอุปกรณ์ระบายความร้อน ทำให้อุปกรณ์ทั้งหมดโดยรวมมีขนาดเล็กลง และการที่ที่มีความร้อนเกิดขึ้นน้อยลงทำให้สามารถเลือกใช้ตัวถังของอุปกรณ์สวิตช์ที่มีความสามารถในการถ่ายเทความร้อนน้อยลงได้ ซึ่งจะมีต้นทุนถูกกว่า ทำให้ราคารวมต้นทุนของแหล่งจ่ายไฟฟ้ามีราคาถูกลง

แต่ถ้าพิจารณาในแง่พิกัด อุปกรณ์สวิตช์สามารถทำงานที่ความถี่สูงขึ้นไปมากๆได้ เพราะการสูญเสียที่เกิดขึ้นจะมีค่าไม่เกินพิกัดที่ตั้งไว้ ซึ่งการเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นได้นั้น จะทำให้ขนาดของแหล่งจ่ายไฟมีขนาดเล็กลงอย่างชัดเจน

หลักการลดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ เติมนิยมใช้วงจรถนั้บเบอร์ซึ่งเป็นวงจรที่พยายามให้ค่าของแรงดันหรือกระแสมีค่าน้อยที่สุดในเวลาเดียวกัน ทำให้ผลของกำลังสูญเสียมีค่าน้อยลง แต่ในแหล่งจ่ายไฟที่มีขนาดใหญ่และความถี่สูง วงจรถนั้บเบอร์จะมีขนาดใหญ่เพื่อดูดซับพลังงานในส่วนนี้ไว้และจะต้องคายพลังงานออกอย่างรวดเร็วเนื่องจากทำงานที่ความถี่สูง อีกจุดหนึ่งที่จะต้องคำนึงถึง ช่วงหน้ารูปคลื่นสัญญาณของกระแสและแรงดัน จะมีค่ากระแสเพื่่อมสูงมาก ทำให้ต้องมีการเพิ่มพิกัดของอุปกรณ์สวิตช์เพื่อป้องกันความเสียหายจากจุดนี้

ฉะนั้นในงานวิจัยนี้ นำเสนอวิธีการในการลดการสูญเสียขณะสวิตช์และลดการกระแสเพื่่อมสัญญาณของแรงดันและกระแส ให้แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ที่มีขนาดใหญ่

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

การลดการสูญเสียขณะสวิตช์ ลดได้ด้วยการทำให้เกิดสภาวะการสวิตช์ที่แรงดันมีค่าเป็นศูนย์ ปกติทราบอยู่แล้วว่ากระแสสวิตช์จะทำให้แรงดันและกระแสมีลักษณะแปรผกผันกัน ทำให้เกิดค่าของกำลังสูญเสียจากผลคูณของแรงดันกับกระแส แต่ถ้าทำให้แรงดันมีค่าเป็นศูนย์ก่อน แล้วค่อยให้เกิดการนำกระแส ก็จะทำให้ค่าของผลคูณของค่าแรงดันกับกระแสมีค่าเป็นศูนย์ การลดการสูญเสียขณะสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

สภาวะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์สามารถทำให้เกิดได้โดย การสะสมพลังงานไว้ในตัวเหนี่ยวนำแล้วปล่อยพลังงานบังคับให้กระแสไหลสวนทางกับอุปกรณ์สวิตช์(ไหลผ่านไดโอดในตัวมอสเฟต) ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ จากนั้นก็สั่งให้อุปกรณ์สวิตช์นำกระแสในขณะที่มีแรงดันตกคร่อมมีค่าเป็นศูนย์อยู่ เมื่อกระแสไหลก็จะไหลในสภาวะที่มีแรงดันตกคร่อมเป็นศูนย์อย่างต่อเนื่อง

1.5 ขอบเขตการวิจัย

จัดสร้างแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ขนาด 1000W, 60V, 17 A. โดยในภาคขาเข้าจะเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V. ทำงานโดยหลักการ PWM ที่ความถี่ 100 kHz โดยใช้วงจรถูกัดบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เสริมด้วยตัวเหนี่ยวนำที่ทำให้เกิดสภาวะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ตั้งแต่ 50%ของภาระ ทำให้ต้องคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมโดยเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์และจัดสร้างตามค่าที่คำนวณได้

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

เริ่มศึกษาจากพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงทั้งหมดทุกรูปแบบ แต่ละรูปแบบมีความแตกต่างกันอย่างไร และในหนึ่งรูปแบบจะแบ่งเป็นส่วนๆ แต่ละส่วนมีความสำคัญอย่างไร ทำหน้าที่อะไร โดยรายละเอียดกล่าวไว้ในบทที่ 2 ในส่วนของบทที่ 3 กล่าวถึงหลักการและแนวความคิดการเกิดสภาวะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ การวิเคราะห์สภาวะแต่ละสภาวะให้อยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เพื่อใช้ออกแบบ บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ เริ่มตั้งแต่วงจรกระแสกรองแรงดัน การคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำเพื่อให้เกิดสภาวะสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ โดยเสนอวิธีการคำนวณในรูปโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อหาจุดเหมาะสมที่สุด นำค่าที่ได้มาสร้างอุปกรณ์ส่วนต่างๆ เช่นหม้อแปลง ตัวความเหนี่ยวนำสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ตัวความเหนี่ยวนำในวงจรกรองแรงดันความถี่สูง แล้วทำการทดสอบ โดยผลการทดสอบจะถูกรวบรวมไว้ในบทที่ 5 และทำการสรุปผลการทดสอบไว้ในบทที่ 6 ในส่วนของโปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณและข้อมูลของอุปกรณ์ต่างๆจะถูกรวบรวมไว้ในภาคผนวก

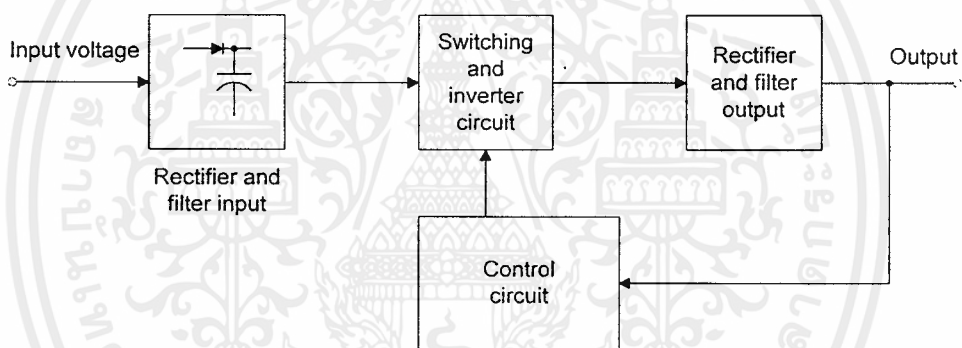
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ความรู้พื้นฐานทั่วไปของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงโดยทั่วไปนั้นมีส่วนประกอบหลัก 4 ส่วนใหญ่ๆ ด้วยกันเป็นไปตาม รูปที่ 2.1 คือ

- ภาคเรียงกระแสและกรองแรงดันด้านอินพุท
- ภาคอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง
- ภาคเรียงกระแสและกรองแรงดันด้านเอาต์พุท
- ภาคควบคุม



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง

แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิงโดยทั่วไป ถูกออกแบบมาให้ใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ ซึ่งแรงดันไฟสลับจะต่อเข้ากับภาคเรียงกระแสและกรองแรงดันด้านอินพุทซึ่งจะถูกเปลี่ยนเป็นไฟกระแสตรงแรงดันสูง จากนั้นวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำสวิตช์เปลี่ยนแรงดันไฟตรงให้เป็นพัลส์สี่เหลี่ยมความถี่สูง ซึ่งในส่วนของวงจรสวิตช์นี้อาจจะสร้างได้จากอุปกรณ์หลายชนิด อาทิเช่น ทรานซิสเตอร์กำลัง มอสเฟตกำลัง และพัลส์ที่ออกจากวงจรสวิตช์จะถูกส่งเข้าหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุทตามต้องการ และแรงดันเอาต์พุทที่ได้นี้จะถูกส่งเข้าภาคเรียงกระแสและกรองแรงดันด้านเอาต์พุทอีกครั้งหนึ่ง เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและจะได้แรงดันเอาต์พุทตามต้องการ แต่ถึงอย่างไร แรงดันไฟสลับทางด้านอินพุท หรือโหลดทางด้านเอาต์พุทอาจเปลี่ยนแปลงไปบ้างเป็นผลทำให้แรงดันเอาต์พุทไม่คงที่ ดังนั้นแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแส และกรอง

แรงดันทางด้านเอาต์พุตจะถูกป้อนกลับมาควบคุม และตรวจสอบแรงดันที่เอาต์พุตให้มีค่าคงที่ด้วยอีกทีหนึ่ง[2-3,7-9]

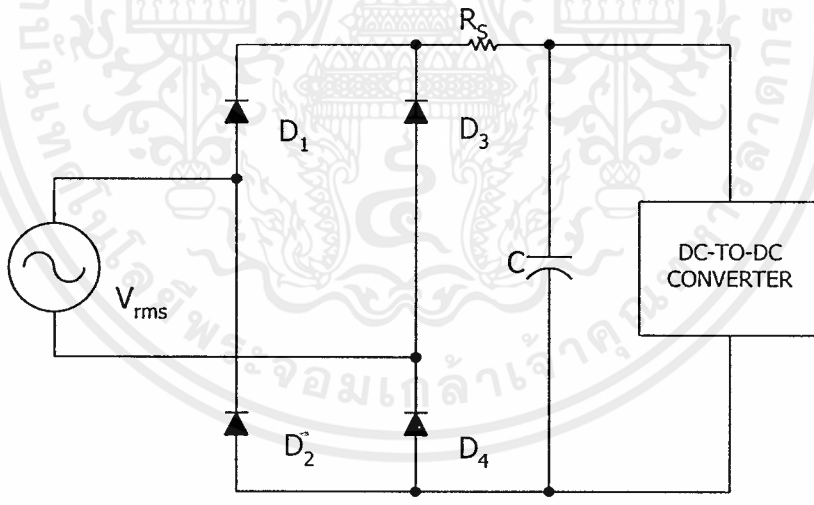
2.1 ภาคเรียงกระแสและกรองแรงดันทางด้านอินพุต

ในส่วนวงจรอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันนับว่าเป็นส่วนที่มีความสำคัญมาก เพราะในส่วนนี้จะรับกำลังงานโดยตรงจากแหล่งจ่าย ซึ่งเราอาจจะแยกส่วนที่สำคัญ ๆ ของภาคเรียงกระแส และกรองแรงดันด้านอินพุตได้ ออกเป็น 3 ส่วนดังนี้ คือ

- วงจรเรียงกระแส
- ฟิวส์
- RFI อินพุตฟิลเตอร์

2.1.1 วงจรเรียงกระแส

มีหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรงเพื่อนำไปเป็นแรงดันด้านอินพุตให้กับคอนเวอร์เตอร์ต่อไป ซึ่งวงจรเรียงกระแสสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 วงจรอย่างง่ายของวงจรเรียงกระแส

เมื่อดูจากวงจรในรูปที่ 2.2 จะเห็นว่าวงจรเรียงกระแสนี้มีอุปกรณ์ที่สำคัญ 3 ตัวด้วยกัน

คือ

- ความต้านทานประสิทธิผล (R_s)
- ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน(C)
- ไดโอดเรียงกระแส(D_1 - D_4)

ความต้านทานประสิทธิผล(R_s)

ความต้านทาน R_s เกิดขึ้นมาจากความต้านทานรวมทั้งหมดที่แผ่กระจายในอุปกรณ์ต่างๆ ได้แก่ ฟิวส์อินพุท, ไดโอด ซึ่งความต้านทาน R_s จะมีประโยชน์มากในวงจรเรียงกระแส คือ เป็นตัวจำกัดกระแสกระชากที่เกิดขึ้นในขณะเริ่มเปิดเครื่องทำงาน ฉะนั้นในการเพื่อเป็นการลดกระแสกระชาก จะทำได้โดยนำความต้านทานมาต่อเพิ่ม

ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน

ตัวเก็บประจุกรองแรงดันจะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอด ทั้ง 4 ตัว ให้เป็นแรงดันไฟตรงที่เรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าสูงพอแก่ความต้องการของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งการทำงานของตัวเก็บประจุกรองแรงดันนั้นจะทำงานในลักษณะการเก็บและคายประจุ ในทางปฏิบัตินั้นเราจะมีหลักเกณฑ์ในการเลือกขนาดและค่าของตัวเก็บประจุกรองแรงดัน ดังนี้

อัตราทนกระแสกระเพื่อม กระแสกระเพื่อมนี้ขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานของตัวเก็บประจุ ภาระ และแรงดัน เกิดขึ้นจากการเก็บประจุและคายประจุ ของตัวเก็บประจุเองด้วย

แรงดันกระเพื่อม ซึ่งข้อกำหนดนี้ จะใช้กำหนดค่าของตัวเก็บประจุอย่างต่ำในวงจร โดยทั่วไปการออกแบบวงจรเรียงกระแส จะกำหนดให้มีแรงดันกระเพื่อมได้ไม่เกิน 10% ของแรงดันไฟตรงที่เอาท์พุท ซึ่งแรงดันกระเพื่อมนี้จะมีค่าสูงขึ้นเมื่อ ภาระใช้กระแสมาก และเราสามารถกำหนดค่าของตัวเก็บประจุกรองแรงดัน เพื่อให้ได้ค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10% ของแรงดันไฟตรงที่เอาท์พุท ได้ดังนี้

$$C = \frac{I_{dc} \Delta t}{\Delta V_{r(p-p)}} \quad (2.1)$$

อัตราทนแรงดัน ตัวเก็บประจุกรองแรงดันที่ใช้ควรทนแรงดันได้ไม่ต่ำกว่า 1.5 เท่าของแรงดันไฟตรงที่เอาท์พุท เช่น ที่แรงดันไฟตรงเอาท์พุทเท่ากับ 300 โวลต์ ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน ในกรณีวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์จะต้องทนได้อย่างน้อย 450 โวลต์ เป็นต้น

ขนาดราคา ตัวเก็บประจุกรองแรงดันที่ใช้กันโดยทั่วไปนั้นจะเป็นชนิดอิเล็กโทรไลต์ ซึ่งจะมีคุณสมบัติให้ความจุและทนแรงดันได้สูง แต่จะมีข้อเสีย คือมีขนาดใหญ่และราคาแพง ยิ่งตัวเก็บประจุมีค่าสูงและทนแรงดันได้สูงมากเท่าไร ก็จะมีราคาแพงและขนาดใหญ่มากขึ้นเท่านั้น

ช่วงเวลาโวลต์อัมป์ เป็นช่วงระยะเวลาอย่างต่ำที่แหล่งจ่ายไฟจะยังคงรักษาแรงดันที่เอาท์พุทได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่ออินพุทหยุดจ่ายหรือลดลงต่ำกว่าขีดจำกัดที่กำหนดไว้ ช่วงเวลาโวลต์-อัมป์ นี้จะขึ้นอยู่กับค่าของตัวเก็บประจุกรองแรงดัน ภาระ และแรงดันที่ติดคร่อมตัวเก็บประจุกรองแรงดัน ขณะที่แรงดันอินพุทตกหรือหยุดจ่ายกระแสไป

ไดโอดเรียงกระแส

ในวงจรเรียงกระแส นั้น เรามีหลักในการพิจารณาไดโอดที่จะนำมาใช้งาน จะต้องมีความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

กระแสกระชาก ค่ากระแสสูงสุดในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่เกิดการเก็บประจุที่ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอีกครั้ง หลังจากการคายประจุแก่ภาระ

อัตราทนกระแสไบแอสตรง เป็นค่ากระแสสูงสุดที่ไดโอดทนได้ โดยไม่พังเสียก่อน โดยทั่วไปควรมีค่ามากกว่า 1.5-2 เท่าของค่ากระแสปกติ

อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด หรือเรียกอีกชื่อว่า อัตราทนแรงดันย้อนกลับสูงสุด เมื่อต่อไดโอดแบบบริดจ์ จะมีแรงดันตกคร่อมไดโอดเมื่อไบแอสกลับเท่ากับแรงดันเอาต์พุตของวงจร แต่เมื่อต่อแบบเรียงกระแสแบบทวิแรงดันจะมีแรงดันไบแอสกลับเป็น 2 เท่าของแรงดันเอาต์พุต ไดโอดที่ใช้ควรมีค่าอัตราทนแรงดันย้อนกลับสูงสุด ไม่ต่ำกว่าข้อกำหนดข้างต้น

2.1.2 ฟิวส์

ในวงจรเรียงกระแส นี้จะมีอุปกรณ์สำคัญสำหรับป้องกันความเสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟกรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น อุปกรณ์ป้องกันที่ใช้ในวงจรเรียงกระแส คือ ฟิวส์ ควรพิจารณาดังนี้คือ

ค่าอัตราทนแรงดัน ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์นับว่าเป็นสิ่งจำเป็นที่ควรนำมาพิจารณา โดยที่ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์ที่ใช้ควรมีค่ามากกว่า หรือเท่ากับค่าของแรงดันในวงจร เพื่อลดการอาร์ตของฟิวส์ขณะลัดวงจร ซึ่งฟิวส์มาตรฐานสำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์จะมีอัตราทนแรงดันได้ คือ 30, 60, 125, 250, 300, 600 และ 700 โวลต์ เป็นต้น

ค่าอัตราทนกระแส ค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์สามารถกำหนดได้จากค่ากราฟอาร์เอ็มเอส ด้านอินพุต ของวงจรเรียงกระแส ซึ่งว่าค่ากระแสอาร์เอ็มเอสของวงจรเรียงกระแส จะขึ้นอยู่กับค่าของภาระ ค่าความต้านทาน R_L และตัวเก็บประจุกรองแรงดัน ดังนั้นการพิจารณาอัตราทนกระแสของฟิวส์ จึงอาจกำหนดได้จากค่ากระแสของวงจรเรียงกระแส นั้นเอง และเพื่อเป็นการเพิ่มอายุการใช้งานเราอาจจะเผื่อค่าอัตราทนกระแสไว้อีก 50% ก็ได้

ชนิดของฟิวส์ในงานอิเล็กทรอนิกส์ เราอาจจะแบ่งออกได้เป็น 5 ชนิด โดยพิจารณาจากความเร็วในการตัดวงจรของฟิวส์ดังนี้ คือ

- ฟิวส์ขาดเร็วมาก
- ฟิวส์ขาดเร็ว
- ฟิวส์ขาดช้าปานกลาง
- ฟิวส์ขาดช้า
- ฟิวส์ขาดช้ามาก

ดังนั้นในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจะมีพิวส์ที่ใช้สำหรับวงจรเรียงกระแสหลายชนิด แต่ที่นิยมนำมาใช้ในวงจรเรียงกระแส คือ พิวส์ชนิดขาดชำ เพราะขณะเริ่มทำงานจะมีกระแสกระชากสูงเนื่องจากตัวเก็บประจุกรองแรงดัน ดังนั้นการใช้พิวส์ขาดชำนี้จะทำให้พิวส์ไม่ตัดวงจรขณะเปิดเครื่อง

2.1.3 วงจรกรองสัญญาณ RFI

ในการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง จะเป็นการทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงกระแสอย่างทันทีทันใดที่ค่ากระแสสูงๆ ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจึงเป็นตัวสร้างสัญญาณรบกวนแม่เหล็ก(EMI) และสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุ(RFI) ได้อย่างดี ซึ่งจะมีช่วงความถี่รบกวนอยู่ในช่วง 10 kHz ถึง 30 kHz เกิดจากการสวิตช์ในภาคอินเวอร์เตอร์ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วนี้จะเป็นรูปแบบของฮาร์มอนิกความถี่สูงอย่างโดดเด่น และความถี่เหล่านี้จะไปรบกวนการทำงานของเครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆ ได้ไม่ว่าจะเป็นเครื่องรับโทรทัศน์ เครื่องมือวัด ระบบคอมพิวเตอร์ ระบบสื่อสาร ระบบควบคุม ดังนั้นในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งที่ดีจึงต้องมี วงจรกรองสัญญาณรบกวน EMI/RFI ด้วย

2.2 คอนเวอร์เตอร์

หลังจากที่ได้เรียนรู้ถึงหลักการออกแบบวงจรเรียงกระแส และกรองแรงดันด้านอินพุตมาแล้ว ต่อไปจะมาพิจารณาถึงวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์(DC-DC Converter) ซึ่งจากไดอะแกรมในรูปแบบที่ 2.1 จะเห็นได้ว่าในส่วนของดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ จะประกอบด้วยส่วนที่สำคัญดังต่อไปนี้

- อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง
- หม้อแปลงความถี่สูง
- ภาคเรียงกระแสและกรองแรงดันด้านเอาต์พุต
- วงจรควบคุม

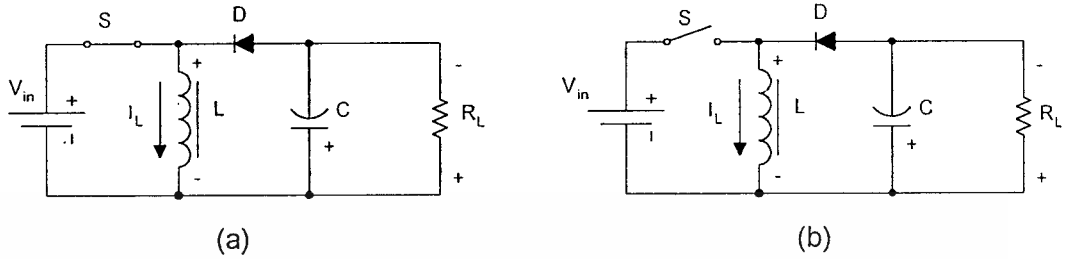
ถึงแม้ว่าคอนเวอร์เตอร์จะมีหลายแบบ แต่ก็ล้วนมีพื้นฐานมาจากวงจร 3 แบบคือ

- ฟลายแบ็คหรือบัคบูสต์ (Flyback or Buck-Boost)
- ฟอรวอร์ดหรือบัค (Forward or Buck)
- พูช-พูลหรือบัคดีริฟ (Push-Pull or Buck-Derived) ซึ่งในตระกูลพูช-พูลนี้ จะสามารถ

แบ่งย่อยออกได้เป็น ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์และ 풀บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

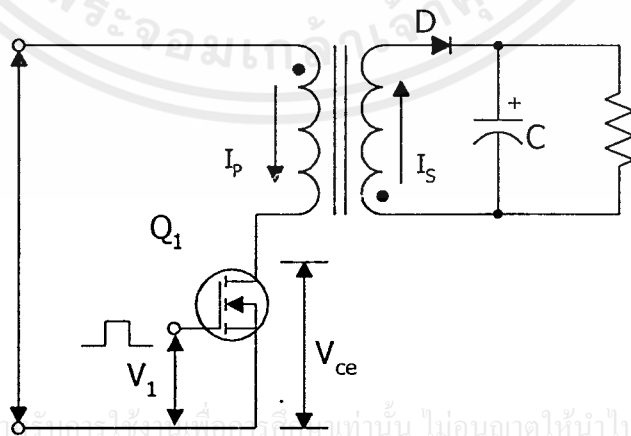
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 ฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.3 หลักการของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

รูปที่ 2.3 แสดงลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค เมื่อสวิตช์ S ปิด รูป (a) กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L สะสมพลังงานในรูปของสนามแม่เหล็ก ไดโอด D จะถูกไบแอสกลับจึงยังไม่มีแรงดันตกคร่อม R_L ในขณะนี้ต่อมา เมื่อสวิตช์เปิด รูป (b) ตัวเหนี่ยวนำก็จะคายพลังงานออกมาเนื่องมาจากสนามแม่เหล็กยุบตัว แต่ขั้วของแรงดันจะกลับกันกับที่ป้อนเข้ามาทำให้ไดโอดได้รับไบแอสตรง นำกระแสจากการคายพลังงานกลับของตัวเหนี่ยวนำไปสู่ภาระ และจะมีขั้วแรงดันตรงข้ามกับแรงดันอินพุท ถ้าสวิตช์เปิด-ปิดเป็นจังหวะอย่างต่อเนื่องกระแสอินพุทและเอาต์พุทก็จะมีลักษณะเป็นพัลส์อย่างต่อเนื่องด้วย จึงสามารถจะสรุปได้ว่า ในคอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้นั้นพลังงานจะถูกเก็บในตัวเหนี่ยวนำ ในระหว่างที่สวิตช์ปิดและพลังงานจะถูกปล่อยไปสู่ภาระในระหว่างสวิตช์เปิด



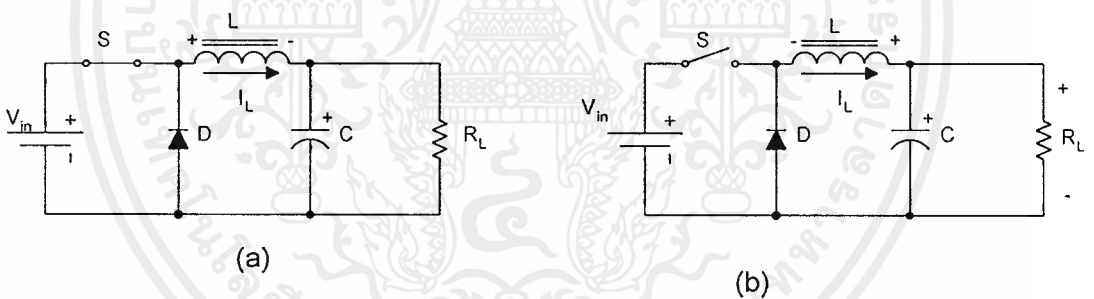
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.4 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

รูปแบบพื้นฐานของฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.3 นั้นไม่ได้รับการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตจึงไม่ค่อยปลอดภัยเท่าไร ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงที่ใช้ในทางปฏิบัติจึงจำเป็นที่จะต้องมีย่อแปลงแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างไฟตรง 300 โวลต์กับเอาต์พุตฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้กันในทางปฏิบัติคือรูปที่ 2.4

การทำงานของฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ก็คือ เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 นำกระแส กระแสจะไหลผ่านขดปฐมภูมิและสะสมพลังงานไว้ แต่แรงดันที่เกิดขึ้นที่ขดทุติยภูมิ จะมีขั้วตรงกันข้ามกับขดปฐมภูมิ(สังเกตจากจุดที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ) ดังนั้นจึงไม่มีพลังงานปล่อยไปยังภาระ เพราะไดโอดถูกไบแอสกลับและเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะคายพลังงานออกมาแต่ขั้วแรงดันจะกลับกัน ทำให้ไดโอดด้านทุติยภูมิได้รับไบแอสตรงนำกระแสผ่านไปยังภาระและเก็บประจุที่ C แม้ว่าหม้อแปลงจะทำให้หน้าที่แยกจากกันทางไฟฟ้าแล้วยังกระทำตัวเป็น โช้คอีกด้วย ซึ่งในทางทฤษฎีไม่จำเป็นต้องใส่ตัวเหนี่ยวนำที่เอาต์พุตอีก แต่ในทางปฏิบัติจำเป็นต้องใส่ตัวเหนี่ยวนำค่าน้อยๆ ไว้ตรงระหว่างไดโอด และตัวเก็บประจุ เพื่อทำการกำจัดสัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดจากการสวิตซ์ของคอนเวอร์เตอร์เอง

2.2.2 ฟอว์เวอร์คอนเวอร์เตอร์

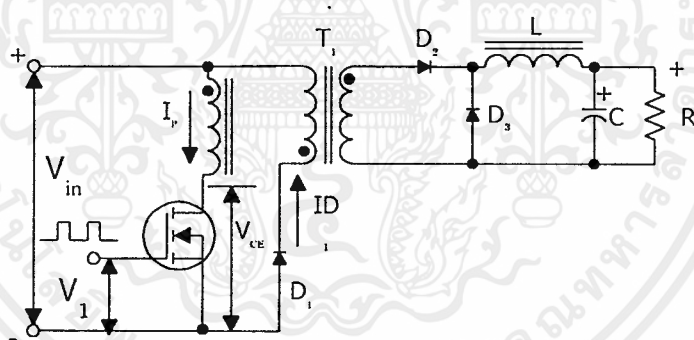


รูปที่ 2.5 หลักการของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอว์เวอร์ค

รูปที่ 2.5 แสดงการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอว์เวอร์ค เมื่อสวิตซ์ปิดกระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไปสู่ภาระ ทำให้มีแรงดันตกคร่อมภาระและมีขั้วเหมือนกับอินพุต ดังแสดงในรูปที่ 2.5(a) ไดโอดจะถูกไบแอสกลับในตอนนี้และเมื่อสวิตซ์เปิดสนามแม่เหล็กที่ตัวเหนี่ยวนำจะยุบตัวคายพลังงานออกมาในรูปกระแสและมีขั้วแรงดันดังรูปที่ 2.5(b) ทำให้ไดโอดได้รับไบแอสตรงนำกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุและภาระ แรงดันที่ตกคร่อมภาระจึงยังมีขั้วเหมือนเดิม ไดโอดในวงจรนี้มักจะถูกเรียกว่า ไดโอดฟรีวีลิ่งหรือไดโอดฟลายวีล (free wheeling or flywheel diode) เพราะการทำงานดังกล่าวกระแสเอาต์พุตที่ได้จะต่อเนื่อง ถึงแม้ขณะที่กระแสอินพุตจะมีลักษณะเป็นพัลส์ก็ตาม

แต่ถึงอย่างไรก็ตามรูปแบบวงจรพื้นฐานของฟอว์เวอร์คคอนเวอร์เตอร์ ที่แสดงในรูปที่ 2.5 นั้นจะไม่ได้รับการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต จึงไม่ค่อยปลอดภัยนัก ดังนั้นจึงพัฒนามาเป็นวงจรในรูปที่ 2.6 การทำงานของฟอว์เวอร์คคอนเวอร์เตอร์ดังที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.6 เมื่อ Q_1 ทำงานจะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลง และเก็บพลังงานไว้ในรูปสนามแม่เหล็กและยังส่งสนามแม่เหล็กบางส่วนไปคล้องเกี่ยวอีก 2 ขด ที่เหลือโดยแรงดันที่จุดของขดปฐมภูมิและทุติยภูมิจะมีขั้วเหมือนกันตลอด ดังนั้นในขณะที่จึงมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_2 พลังงานในตัวเหนี่ยวนำ และส่งต่อไปยังภาระ R_L ส่วน D_3 จะถูกไบแอสกลับเมื่อ Q_1 หยุดทำงานสนามแม่เหล็กในหม้อแปลงจะยุบตัวทำให้ขั้วแรงดันที่จุดทางด้านทุติยภูมิเปลี่ยนเป็นลบ D_2 จึงถูกไบแอสกลับ ดังนั้นตัวเหนี่ยวนำจึงคายพลังงานโดยผ่าน R_L และ D_3 แต่สำหรับขดกลาง คือ ขดแมกนีไทเซชันของหม้อแปลง T_1 นั้นจะทำหน้าที่หักล้างสนามแม่เหล็กตกค้าง เมื่อ Q_1 หยุดทำงานโดยจะส่งพลังงานแม่เหล็กกลับจากทิศทางเดิมในรูปของกระแส โดยกระแสแมกนีไทเซชัน มีค่าเท่ากับ สมการที่ 2.2

$$I_{\text{mag}} = \frac{TD_{(\text{max})} V_m}{L} \quad (2.2)$$

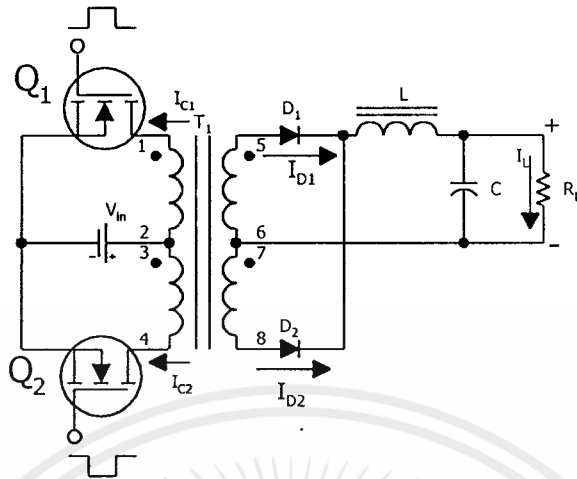


รูปที่ 2.6 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอว์เวอร์ค

2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เปรียบเหมือนการนำฟอว์เวอร์คคอนเวอร์เตอร์ 2 วงจรมาต่อร่วมกัน โดยผลัดกันทำงานในแต่ละครึ่งคาบเวลาในลักษณะกลับเฟส ลักษณะวงจรพื้นฐานของพุช-พูล คอนเวอร์เตอร์จะแสดงได้ดังรูปที่ 2.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ ใช้งานโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกไป และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล

ลักษณะการทำงานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ จะทำงานดังนี้คือ เมื่อ Q_1 นำกระแสก็จะมีการไหลผ่านขดปฐมภูมิของ T , จากจุด 2 ไปยังจุด 1 ดังนั้นจุด 5 และ 7 ทางด้านขดทุติยภูมิจึงมีศักย์เป็นลบ เมื่อเทียบกับจุด 6 และ 8 ตามลำดับ D_1 จึงถูกไบแอสกลับในขณะที่ D_2 ได้รับไบแอสตรงนำกระแส I_{D2} ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและภาระ และในลักษณะเดียวกันเมื่อ Q_2 นำกระแสก็จะมีการไหลผ่านจากจุด 3 ไปจุด 4 ของขดปฐมภูมิทำให้จุด 5 และ 7 มีศักย์เป็นบวกเมื่อเทียบกับจุด 6 และ 8 ตามลำดับ D_1 จึงนำกระแส I_{D1} ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและภาระ ในขณะที่ D_2 ถูกไบแอสกลับแรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมภาระ R_L สามารถหาได้จากสมการที่ 2.3

$$V_{out} = 2D \times V_{in} \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \quad (2.3)$$

ข้อดีของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

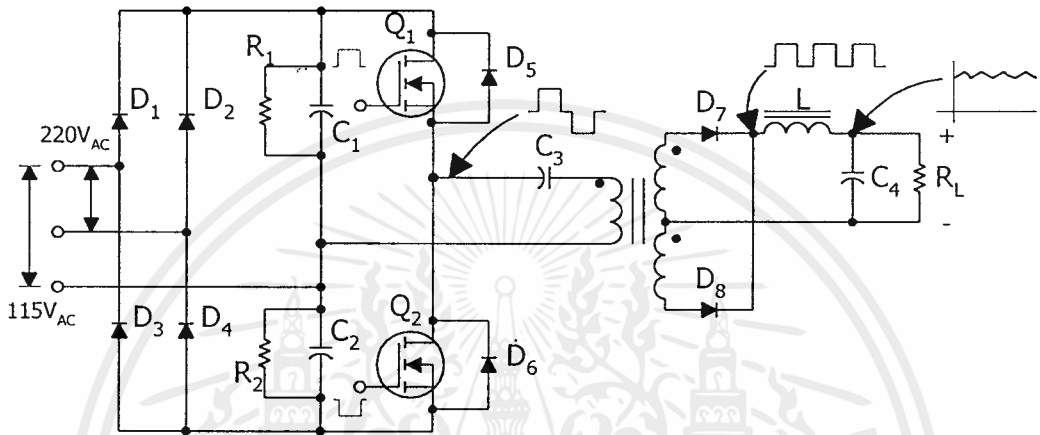
- ปริมาตรของแกนเล็กลง
- กระแสคอลเล็กเตอร์สูงสุดที่ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวต่ำ
- ทรานซิสเตอร์ทั้งสองถูกขับเคลื่อนด้วยกราวด์เดียวกัน ทำให้วงจรขับเคลื่อนง่าย

ข้อเสียของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

- เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องสามารถทนแรงดัน ได้มากกว่า 2 เท่าของแรงดันอินพุต
- เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทนกระแสและแรงดันสูงๆ หาได้ยากและมีราคาแพง
- เกิดปัญหาฟลักซ์ไม่สมมาตรในแกนเฟอร์ไรต์ของวงจร

2.2.4 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดว่าเป็นคอนเวอร์เตอร์ตระกูลเดียวกับพุ่ม-พุลคอนเวอร์เตอร์ เพราะใช้หลักการเดียวกัน แต่ลักษณะการจัดวงจรของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ภายในวงจรมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุตเท่านั้น แสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์

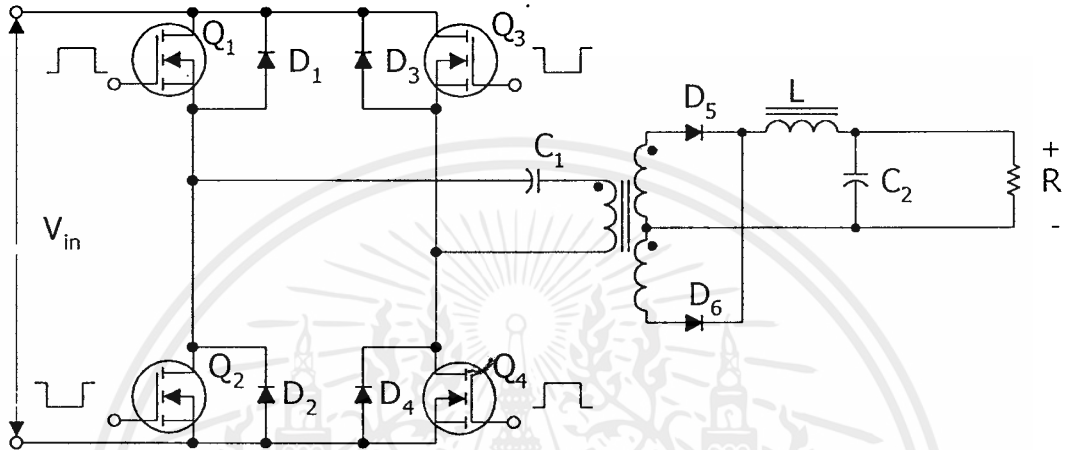
จากรูปที่ 2.8 ได้ว่าขดปฐมภูมิแต่ละด้านของหม้อแปลง จะถูกต่ออยู่กับจุดที่มีแรงดันไฟตรงเป็นครั้งหนึ่ง โดยมีทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็นสวิตช์ตัดต่อ ทำให้ได้รูปคลื่นพัลส์ป้อนแก่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง จากนั้นจึงทำการเรียงกระแส และกรองแรงดันด้านเอาต์พุตของขดทุติยภูมิด้วย D_7 , D_8 , L และ C_4 ได้เป็นไฟกระแสตรงป้อนแก่ภาระ

ซึ่งลักษณะการทำงานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะมีข้อดี คือ ขณะที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ไม่ทำงานจะมีแรงดันตกคร่อมน้อยกว่าแรงดันอินพุตครั้งหนึ่ง จึงทำให้สามารถใส่ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันไม่สูงนักได้ แต่จะมีข้อเสีย คือ กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ขณะทำงานจะมีค่าเป็น 2 เท่าของแบบพุ่ม-พุลคอนเวอร์เตอร์

2.2.5 พูล์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่สามารถลดแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ลงมาครึ่งหนึ่งของ V_m และสามารถป้องกันไม่ให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัวแล้ว แต่จะมีปัญหาเรื่องกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ขณะทำงานเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าของแบบพุ่ม-พุลคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจากข้อจำกัดของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวไปแล้วนั้น จะเป็นผลทำให้ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ใช้ได้ในงานที่ต้องการกำลังต่ำ และปานกลางไม่สูงมากนัก เพราะว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

หรือเพาเวอร์มอสเฟตที่ทนแรงดันประมาณ 400-500 โวลต์ แต่ทนกระแสได้สูงๆ นั้นหายากและมีราคาแพงดังนั้นจึงได้พัฒนาจนได้ฟูล์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ขึ้นมา ซึ่งคอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะรวมนำเอาข้อดีทางด้านกระแสของวงจรถูช-พูล และลักษณะเด่นด้านแรงดันของวงจรถวล์ฟบริดจ์ไว้ด้วยกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟูล์บริดจ์

โดยการทำงานของฟูล์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์นั้น จะทำงานโดยที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 นำกระแสพร้อมกับ Q_4 และ Q_2 นำกระแสพร้อมกับ Q_3 โดยแต่ละคู่จะผลัดกันทำงาน ซึ่งจากการทำงานในลักษณะเช่นนี้ จะทำให้แรงดันที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง มีแรงดันเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง V_{in} อีกทั้งกระแสที่ไหลผ่านก็ยิ่งเท่ากับวงจรถูช-พูลอีกด้วย แต่ข้อเสียของวงจรนี้ก็คือ ต้องใช้ทรานซิสเตอร์ถึง 4 ตัว และเนื่องจากต้องให้คู่ทรานซิสเตอร์ทำงานไม่พร้อมกัน ดังนั้นจึงต้องแยกใช้วงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์แต่ละคู่ออกจากกันโดยเด็ดขาด

วงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่ง แบบฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ หรือแบบฟูล์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ นิยมจะใช้โครงสร้างวงจร ตามรูปที่ 2.10 จากทฤษฎีพื้นฐานแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ

$$V_L = L \frac{di}{dt}$$

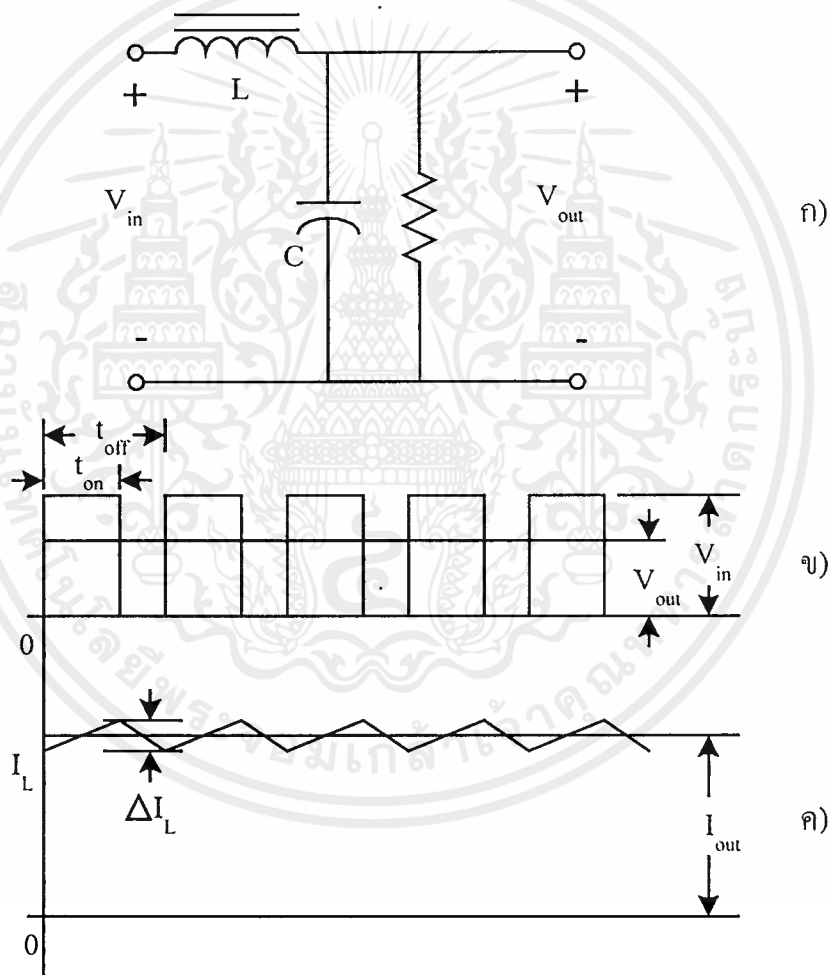
$$\frac{di}{dt} = \frac{\Delta I_L}{t_{on} = \frac{(1-D)}{2f}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ หรือฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แรงดัน V_{in} จะมีค่าเป็นสองเท่าของแรงดัน V_{out} ทำให้ได้สมการหาค่าความเหนี่ยวนำในวงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุต(L) ได้จากสมการที่ 2.4

$$L = \frac{V_{out} (1 - D) \times 10^6}{2f\Delta I_L} \quad (2.4)$$

ในทางปฏิบัติเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่ราบเรียบ ΔI_L จะต้องไม่เกิน $0.25I_{out}$



รูปที่ 2.10 วงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุตของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และคอนเวอร์เตอร์แบบ

ฟูลบริดจ์ (ก) วงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุต (ข) สัญญาณแรงดันอินพุตและเอาต์พุต (ค) สัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำและกระแสเอาต์พุต

2.2.6 หม้อแปลงกำลังความถี่สูง

เมื่อมีกระแสไหลผ่านขดลวด จะพบว่ารอบๆแกนปิด จะเกิดการเหนี่ยวนำฟลักซ์ขึ้นภายในแกน และถ้าเพิ่มจำนวนขดลวดอีกขดหนึ่ง ให้พันอยู่ในแกนเดียวกัน ฟลักซ์จะเหนี่ยวนำทำให้เกิดแรงดันและกระแสไหลที่ขดลวดที่สอง เราเรียกขดลวดที่หนึ่งว่า “ขดลวดปฐมภูมิ” และขดลวดที่สองที่พันเพิ่มเข้าไปว่า “ขดลวดทุติยภูมิ”

โดยทั่วไปแล้วหม้อแปลงจะมีแรงดันเอาต์พุตสูงหรือต่ำ เกิดจากสัดส่วนการพัน โดยกำหนดจากสมการที่ 2.5

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} \quad (2.5)$$

ดังนั้นหม้อแปลงก็จะสามารถทำงานเป็น Step-up หรือ Step-down ได้โดยสามารถทำให้แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมินั้นสูงกว่า หรือต่ำกว่าที่ขดลวดปฐมภูมิ และถ้าเพิ่มขดลวดทุติยภูมิอีกหลายๆ ขด เราก็จะได้แรงดันเอาต์พุตอีกหลายระดับตามสัดส่วนการพันเช่นกัน ประโยชน์ที่สำคัญอีกข้อหนึ่ง โดยใช้ลักษณะสมบัติของหม้อแปลงดังที่ได้กล่าวมาแล้ว นั่นคือการแยกกันทางไฟฟ้า (Electrical Isolation) ที่เกิดขึ้นระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ

จากความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง สมการที่ 2.6

$$e = NA_e \left(\frac{dB}{dt} \right) \times 10^{-8} \quad (2.6)$$

เราสามารถคำนวณหาความหนาแน่นฟลักซ์ (B) ที่แน่นอนได้ โดยกำหนดการทำงานของหม้อแปลงให้อยู่ในส่วนที่เป็นเชิงเส้นของกราฟ ดังสมการที่ 2.7

$$B_{\max} = \frac{V_p \times 10^8}{KfN_p A_e} \quad (2.7)$$

ปกติแล้วผู้ออกแบบหม้อแปลงมักจะกำหนด B_{\max} ด้วยตนเอง ภายในบริเวณเชิงเส้นตรงของกราฟ B-H จุดที่เหมาะสมที่สุดก็คือ $B_{\max} = \frac{B_{\text{sat}}}{2}$ จากสมการที่ 2.7 จะได้จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิจากสมการที่ 2.8

$$N_p = \frac{(V_p)10^8}{4fB_{\max} A_e} \quad (2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเปลี่ยนแปลงข้อความและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการเลือกแกนนั้นก็ยังมีตัวพารามิเตอร์ที่สำคัญๆ อีก 2 ตัวแปร ตัวแปรแรกก็คือ พื้นที่การพันของแกน(หรือบอบบิ้น) ซึ่งจะต้องเลือกให้กว้างพอกับขนาดของเส้นลวด เพื่อให้เกิด winding loss น้อยที่สุด และตัวแปรสองคือ Core's Power Handling Capability

สมการของตัวพารามิเตอร์มีดังสมการที่ 2.9

$$P_{out} = (1.16B_{max} f d A_e A_c) 10^{-9} \quad (2.9)$$

เมื่อ P_{out} คือ power handing of core, W

ผู้ผลิตบางรายใช้สัญลักษณ์ W_u สำหรับพื้นที่หน้าตัดของบอบบิ้น แทนสัญลักษณ์ A_c โดยปกติแล้ว ความหนาแน่นกระแสมีหน่วยใน Circular Mills Per Ampere ใช้สัญลักษณ์เป็น D โดยเขียนเป็นความสัมพันธ์กับ d ได้ดังสมการที่ 2.10

$$d = \frac{1.27 \times 10^6}{D} \quad (2.10)$$

แทนสมการทั้งสองข้างต้นจะได้สมการที่ 2.11

$$P_{out} = \frac{(1.47 f B_{max} A_e A_c) 10^{-3}}{D} \quad (2.11)$$

สมการที่ 2.12 เป็นสมการที่ใช้กันมากในการคำนวณ และเลือกขนาดของแกนหม้อแปลง

$$A_e A_c = \frac{(0.68 P_{out} D) 10^3}{f B_{max}} \text{cm}^4 \quad (2.12)$$

ความหนาแน่นกระแส(D) จะถูกกำหนดโดยผู้ผลิตเส้นลวด ที่ความหนาแน่นกระแส 1000 circular mils per ampere(cm/A) ในทางปฏิบัติ จะใช้ความหนาแน่นกระแสต่ำกว่า ค่าที่ใช้คือ 200 cm/A เพื่อความปลอดภัย

ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซ์

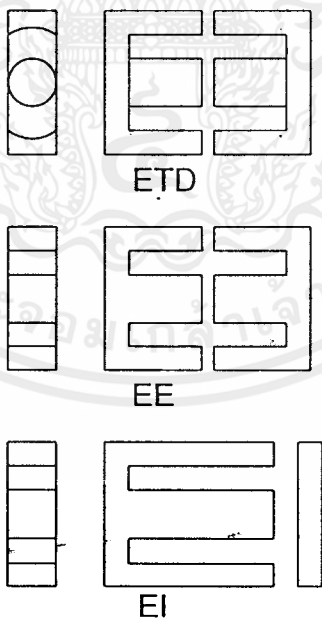
หม้อแปลงสวิตซ์มีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟต่ำที่เอาท์พุท และทำให้เกิดการแยกกัน

ทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุท และแรงดันเอาต์พุทที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก(Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตซ์จึงนิยมใช้แกนเป็นแกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตซ์จึงมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ

ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ซึ่งแกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ โดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของกลุ่มประกอบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับขบอบิ้น การประกอบแกนเฟอร์ไรต์บนขบอบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ แสดงไว้ในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 ตัวอย่างของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิงที่ไม่ต้องการกำลังสูงไม่เกิน 125 วัตต์ และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่ เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูงๆ แกนที่นิยมใช้กันมากสำหรับหม้อแปลงสวิตชิงที่ต้องการกำลังงานสูง จะเป็นแกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตามสัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่นๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้อีก เช่น แกนแบบ RM, PQ และ LP แต่มักไม่ค่อยพบเห็นตามท้องตลาดทั่วไป และไม่ค่อยเป็นที่นิยม

บอบบิ้น

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูง และไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพันลวดทองแดงเพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB

ลวดทองแดงอบน้ำยา

การพันขดลวดทั้งขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิงที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆ ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิตชิงกระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูงๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็จะมีผลทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นเดียวกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

เทปฉนวน

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ โดยวัสดุที่ใช้ทำ เทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ หรือโพลีเอสเตอร์ ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับกรอกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลง สวิตชิงเป็นหลัก

เทพฉนวนสามารถแบ่งออกได้เป็นกลุ่มตามวัสดุที่ใช้ อัตราทนอุณหภูมิขณะใช้งานของมัน ดังแสดงในตารางที่ 2.1 การเลือกใช้เทพฉนวนไม่ว่าจะเป็นกลุ่มใด จะต้องเลือกใช้ให้มีอัตราทน อุณหภูมิมากกว่าอุณหภูมิใช้งานสูงสุดคือ กลุ่ม H นั้นมีอัตราทนอุณหภูมิสูงสุดขณะใช้งานเพียง 180 องศา อุณหภูมิสูงสุดของขดลวดในหม้อแปลงจึงไม่ควรเกิน 180 องศา ในทางปฏิบัติเพื่อความ ปลอดภัยควรกำหนดอุณหภูมิสูงสุดของหม้อแปลงสวิตชิงไว้ไม่เกิน 85 องศา ตามอัตราทนอุณหภูมิ ปกติ (typical ambient temperature) ของเทพฉนวน

อย่างไรก็ตามเพื่อความปลอดภัยในกรณีที่มีหม้อแปลงหรือวงจรทำงานผิดปกติอาจทำให้เกิด ความร้อนสูงในขดลวดเช่นกรณีการลัดวงจร ดังนั้นเทพฉนวนจะต้องทำจากวัสดุไม่ติดไฟ(flame retardant) เพื่อป้องกันการลุกติดไฟที่เทพฉนวน ตัวอย่างรายละเอียดคุณสมบัติของเทพฉนวน แสดง ไว้ในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงการจัดกลุ่มของเทพฉนวนตามอัตราทนอุณหภูมิ(Thermal strength)

Class off insulation	typical ambient Temperature in ° C	maximum operating Temperature in ° C
0	40	90
A	40	105
B	75	130
F	75	155
H	85	180

2.2.7 ทรานซิสเตอร์กำลัง

ในระบบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง ส่วนมากมักจะใช้ทรานซิสเตอร์กำลังราวๆ 50% แต่ใน สภาวะปัจจุบัน มอสเฟต ได้เข้ามาแทนที่อย่างรวดเร็ว แต่ข้อดีของทรานซิสเตอร์กำลังก็ยังมีอยู่ คือ มี อัตราทนแรงดันสูงและมีราคาถูก

การออกแบบทรานซิสเตอร์กำลังนั้นต้องคำนึงถึงกราฟลักษณะของทรานซิสเตอร์ กำลังตัวนั้นๆด้วย เพราะทรานซิสเตอร์นั้นเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยกระแส โดยกระแสควบคุมนั้น ได้จากสมการที่ 2.13

$$I_b > \frac{I_c}{h_{fe}} \quad (2.13)$$

กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์กำลัง

กำลังงานสูญเสียเป็นไปได้ 2 ลักษณะ คือ กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน (Switching loss) และกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสที่จุดอิ่มตัว (Saturation loss) แต่กำลังงานสูญเสียนั้นจะเกิดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นหลัก

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าน้อยที่สุดจะทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังมีประสิทธิภาพสูงสุด และจะช่วยลดความร้อนที่เกิดขึ้นที่ทรานซิสเตอร์กำลังขณะทำงานด้วย

การพิจารณาในการเลือกใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์กำลัง

ควรพิจารณาดังนี้ คือ

- อัตราทนแรงดันและกระแสสูงสุด
- ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะ
- อัตราทนกำลังสูญเสีย

โดยทั่วไปผู้ผลิตมักจะให้กราฟแสดงพิกัดปลอดภัย SOA (Safe Operating Area) มาพร้อมกับข้อมูลอุปกรณ์ กราฟ SOA จะมี 2 ลักษณะคือ FBSOA (Forward Bias Safe Operating Area) และ RBSOA (Reverse Bias Safe Operating Area)

FBSOA และช่วงเวลาขณะเริ่มนำกระแส

การออกแบบควรพิจารณาเงื่อนไขต่างๆ ที่เกิดกับทรานซิสเตอร์กำลังขณะเริ่มนำกระแสด้วย โดยต้องจำกัดค่าแรงดันตกคร่อมและกระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส ให้มีค่าอยู่ภายใต้พื้นที่ของกราฟ FBSOA

RBSOA และช่วงเวลาขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เมื่อทรานซิสเตอร์กำลังเริ่มหยุดนำกระแส พิกัดความปลอดภัยจะแสดงโดยกราฟ RBSOA และขึ้นอยู่กับแรงดันไบแอสกลับของทรานซิสเตอร์กำลังขณะเริ่มหยุดนำกระแสด้วย ดังนั้นช่วงนี้ควรให้ความระมัดระวัง

2.2.8 มอสเฟตกำลัง

ในปัจจุบัน มอสเฟตได้มีบทบาทมากในวงจรแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง เพราะสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูง และใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น มอสเฟตกำลังจะใช้แรงดันเป็นตัวควบคุมการทำงานและเช่นเดียวกับทรานซิสเตอร์กำลังขณะอิ่มตัวจะได้

$$g_m = \frac{1}{R_{DS(on)}} \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$I_D \text{ ที่หัดคือ } \frac{g_m}{2} (V_{GS} - V_T) \text{ อย่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกกรณี} \quad (2.15)$$

กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของมอสเฟตกำลัง

มี 2 ลักษณะเช่นเดียวกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ และกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่ช่วงเวลาที่เปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลังจะสั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตาม โครงสร้างจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้นในตัวมอสเฟตกำลัง แต่จะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงกว่าทรานซิสเตอร์กำลัง

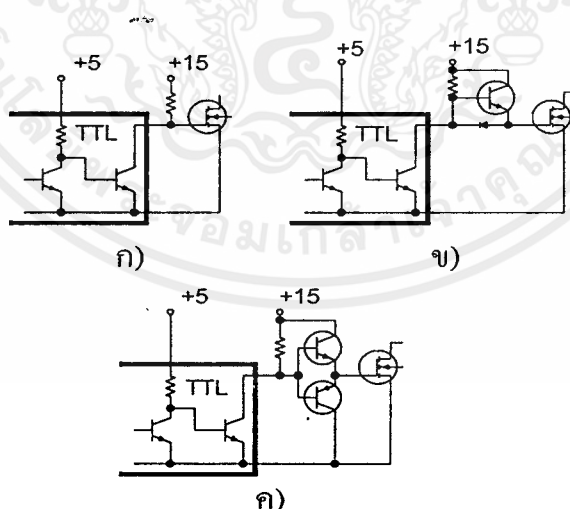
เงื่อนไขของวงจรขับมอสเฟตกำลัง

ค่าความจุไฟฟ้า(Mosfet Capacitor) เนื่องจากโครงสร้างภายในตัวมอสเฟตกำลัง เหมือนมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ตัวเก็บประจุจะทำให้มอสเฟตกำลังต้องเก็บประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุก่อน เพื่อที่จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขาเกต(V_{GS}) มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันเริ่มทำงาน ส่วนในการที่จะทำให้มอสเฟตกำลังหยุดนำกระแส ก็จะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตลดลงต่ำกว่าแรงดันเริ่มทำงาน จึงเป็นผลให้มอสเฟตกำลังหยุดนำกระแส

ค่าความจุของตัวเก็บประจุที่อยู่ในตัวมอสเฟตกำลังนี้ จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของตัวมอสเฟตกำลังเอง ดังนั้นการขับมอสเฟตกำลังให้นำกระแสได้นั้น จะต้องมี การเก็บประจุและคายประจุที่ขาเกต และต้องให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกตมีค่ามากพอ เพื่อที่มอสเฟตกำลังจะได้ทำงานเต็มประสิทธิภาพ

วงจรขับมอสเฟตกำลังด้วย TTL

เนื่องจากการจ่ายและรับกระแสของ TTL มีข้อจำกัดอยู่ จึงอาจมีผลต่อความไวในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลัง และจะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ ดังนั้นการที่จะต่อไอซี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณี รูปที่ 2.12 (ก) แสดงการขับมอสเฟตกำลังให้นำกระแสด้วยไอซี TTL และพูล์อัฟฟริซิสเตอร์, ก) ไปใช้

(ข) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพื่อเพิ่มความเร็วขณะเริ่มนำกระแส

(ค) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพื่อเพิ่มความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแส

TTL เพื่อขับมอสเฟตกำลังนั้น จะต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่นๆ เข้าไปด้วย ดังรูป 2.11(ก) มีการต่อพูลอัพริชิสเตอร์เข้าช่วย ทำให้มีแรงดันสูงขึ้นพอที่จะขับเกทของมอสเฟตกำลังให้ทำงาน และหยุดนำกระแสได้เร็วขึ้น แต่พูลอัพริชิสเตอร์ยังเป็นตัวจำกัดความเร็วขณะนำกระแสอยู่ จึงมีการต่อทรานซิสเตอร์เข้ามาดังรูป 2.11(ข) จะทำให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้มีความเร็วขณะเริ่มนำกระแสดีขึ้น และเพื่อจะให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็ว การเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาในวงจรอีกหนึ่ง ตัว ดังรูป 2.11(ค) จะทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสรวดเร็วมากขึ้น

วงจรมอสเฟตกำลังด้วย CMOS

ไอซีชนิดซีมอส(CMOS) สามารถต่อโดยตรงเพื่อขับมอสเฟตกำลังได้เนื่องจากไอซีซีมอสจะมีเอาต์พุตเป็นเฟตอยู่แล้ว แต่สำหรับการขับมอสเฟตกำลังที่ต้องนำกระแสสูงๆ จะต้องต่อซีมอสขนานกัน

วงจรมอสเฟตกำลังด้วยหม้อแปลง

กรณีที่คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ การขับมอสเฟตกำลังตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน ก็อาจต้องใช้หม้อแปลง

ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานมอสเฟตกำลัง

ในขณะที่มอสเฟตกำลังมีอุณหภูมิสูงขึ้น ค่าความต้านทานระหว่างขาเกตและซอร์ส จะมีค่าเพิ่มขึ้น จึงทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง ดังนั้นมอสเฟตกำลังจึงมีพิสัยความปลอดภัย SOA กว้างกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับทรานซิสเตอร์กำลัง แต่อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเอง

2.2.9 ไดโอดในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง

เนื่องจากไดโอดอยู่ด้านเอาต์พุต จะต้องทำงานที่ความถี่สูง จึงเกิดกำลังงานสูญเสียทั้งขณะนำกระแส และขณะเปลี่ยนสถานะ ส่วนการใช้งานไดโอดที่ความถี่ต่ำๆ กำลังงานสูญเสียส่วนใหญ่เกิดขึ้นขณะนำกระแสเท่านั้น ดังที่เราทราบว่าคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่ในการทำงานตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป การเลือกใช้ชนิดของไดโอดจึงต้องมีคุณสมบัติดังนี้ มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาคืนตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ไดโอดที่ใช้งานในวงจรเรียงกระแสโดยทั่วไปไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากมีค่าช่วงเวลาคืนตัวมาก ดังนั้นควรเลือกใช้งานจากไดโอด 3 ชนิด คือ

- ฟาสต์-รีคัฟเวอรีไดโอด (Fast Recovery Diode)
- อุลตราฟาสต์-รีคัฟเวอรีไดโอด (Ultra Fast Recovery Diode)
- โชตต์กีไดโอด (Schottky Diode)

2.3 วงจรควบคุมสำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง

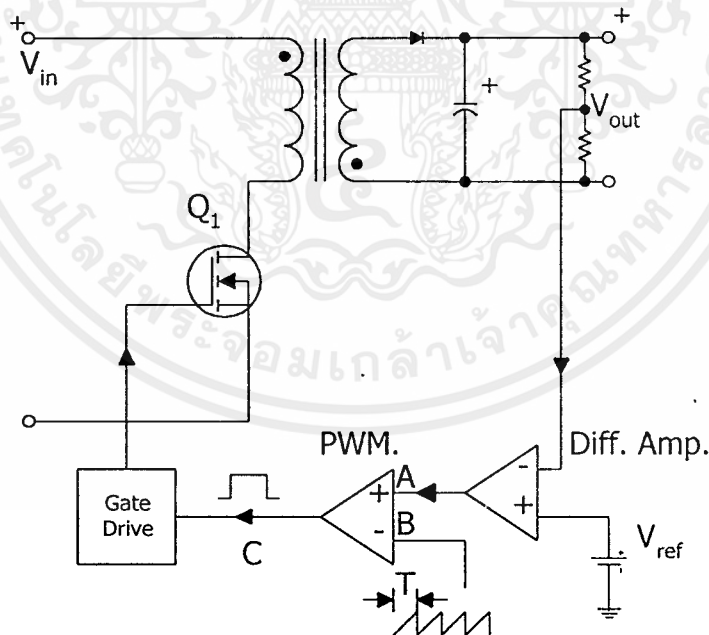
ในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง ส่วนมากจะใช้หลักการพัลส์วิดท์มอดูเลชัน(PWM) ซึ่งการควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุท จะใช้การปรับค่าอัตราส่วนคิวตี้(Duty Ratio,D) โดยมีค่าดังสมการที่ 2.16

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{V_o}{V_s} \quad (2.16)$$

และการควบคุมสามารถทำได้ 2 ลักษณะ คือ โหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

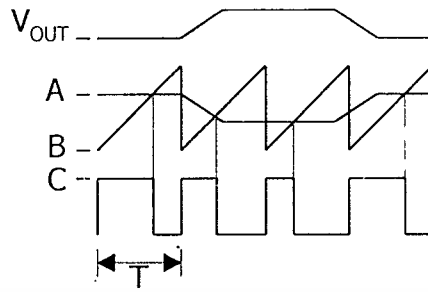
วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน(Voltage Mode Control)

การทำงานจะใช้การตรวจับการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่เอาต์พุท แล้วนำการเปลี่ยนแปลงที่ได้ มาควบคุมช่วงการนำกระแสของสวิตช์กำลัง เพื่อให้ค่าแรงดันที่เอาต์พุทคงที่ ดังรูปที่ 2.13 โดยแสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน



เอกสารรูปที่ 2.13 วงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

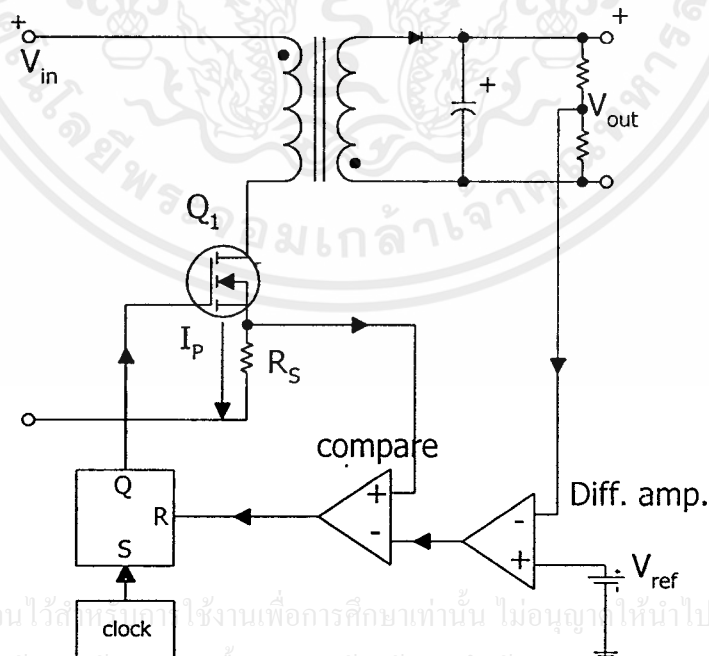
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



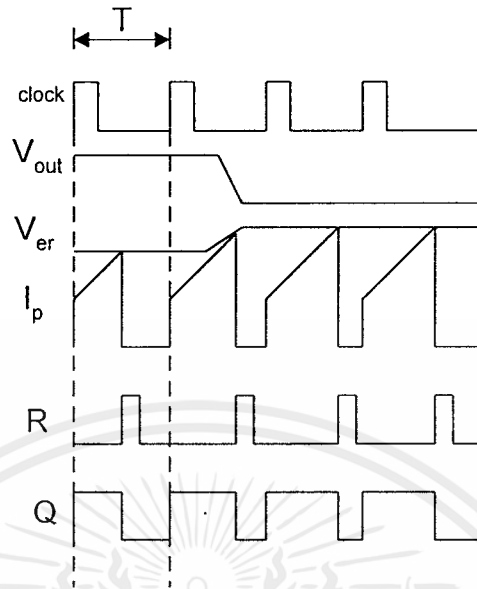
รูปที่ 2.14 ลักษณะของความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลต สัญญาณป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อย

จากรูป 2.12 ค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรรขยายความแตกต่าง ที่ขาอินเวอร์ต์ ผลต่างของแรงดันเอาต์พุต และแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา คือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย ในทางตรงกันข้ามหากแรงดันที่เอาต์พุตมีค่าลดลง ความกว้างของ PWM ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ยังผลให้ช่วงนำกระแสมากขึ้นจึงสามารถคงค่าแรงดันให้คงที่ได้

วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส(Current Mode Control)



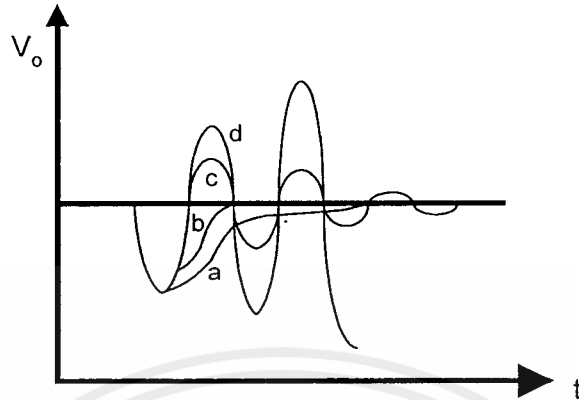
รูปที่ 2.15 วงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ใน โหมดควบคุมจากกระแส



รูปที่ 2.16 ลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

การควบคุมค่าแรงดันลักษณะนี้นิยมใช้มากเนื่องจากมีข้อดีหลายประการที่เหนือกว่าการควบคุมในโหมดแรก ซึ่งยังคงใช้หลักการปรับความกว้างของ PWM เช่นกัน จากรูปความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมด้วยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น จะทำให้แรงดัน V_s มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันอ้างอิง ทำให้ความกว้างของ PWM ลดลง สวิตซ์กำลังก็จะมีช่วงนำกระแสลดลง ส่วนในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่ม ความกว้างของ PWM จะเพิ่มขึ้นทำให้สวิตซ์กำลังนำกระแสมากขึ้น และเมื่อภาระคงที่ คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องใช้การป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุต ทำให้มีการตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

2.4 เสถียรภาพของวงจรถวลุม



รูปที่ 2.17 การตอบสนองเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงภาระเส้นกราฟ(a) over-damped (poor response) เส้นกราฟ(b) critically damped (optimum) เส้นกราฟ(c) under damped curve และเส้นกราฟ(d) unstable

การควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองชนิดที่กล่าวมาแล้วนั้น เป็นการควบคุมแบบลูปปิด(Close-Loop Feedback Control) ซึ่งวงจรอาจจะเกิดการแกว่งได้หากวงจรไม่มีเสถียรภาพที่ดี ดังนั้นสิ่งที่ควรคำนึงถึง คือ

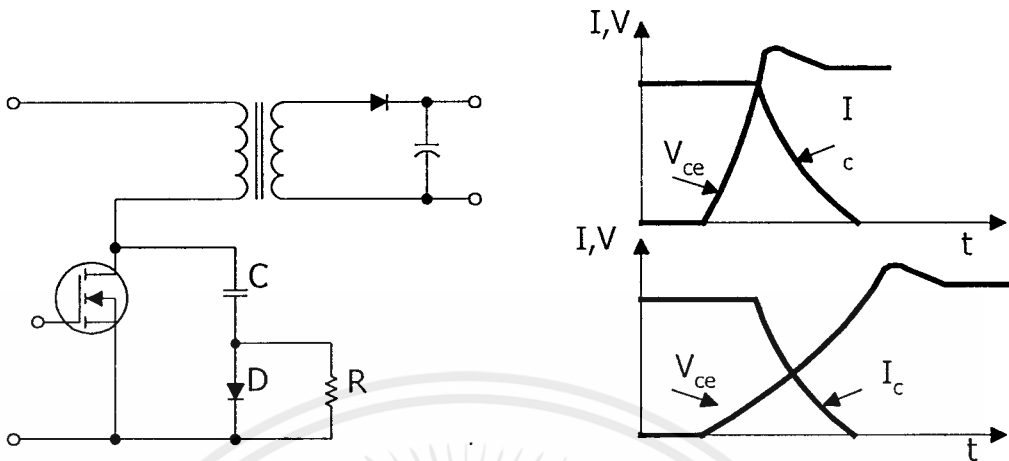
- เอาท์พุทต้องคงที่เมื่ออินพุทมีการเปลี่ยนแปลง
- เอาท์พุทต้องคงที่เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง
- ต้องมีช่วงเวลาคืนตัวที่จะเข้าสู่สภาวะปกติได้เร็ว
- ต้องไม่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงของสภาวะแวดล้อมภายนอก

2.5 วงจรสแน็บเบอร์ (Snubbers)

เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายของสวิตช์กำลัง อาจแบ่งได้ 2 ลักษณะ คือ วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และวงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

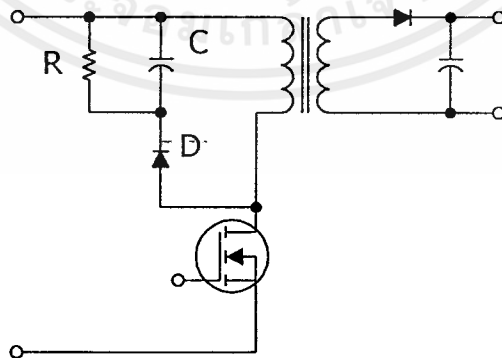
การใส่วงจรสแน็บเบอร์เข้าไปในส่วนนี้ก็เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสีย ซึ่งจะควบคุมแรงดันที่ตกคร่อมคอลเล็กเตอร์ และอีมีเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวสวิตช์กำลังนั้นลดลงได้ทันกัน ลักษณะการต่อวงจรเป็นดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 การต่อวงจรสับเบอร์ดั้งเดิมช่วงหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

วงจรสับเบอร์ดั้งเดิมแรงดันเกิน

โดยทั่วไปการพังเสียหายของสวิตช์กำลังนั้น ส่วนมากมักจะมาจากการทำงานที่เกินพิกัด ความปลอดภัย RBSOA ซึ่งแรงดันสไปต์ขณะหยุดนำกระแส มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมสวิตช์กำลังขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงจนเกินแรงดันสูงสุดที่ตัวมันจะทนได้ วงจรในส่วนนี้จะเป็วงจรที่ป้องกันแรงดันสไปต์ที่เกิดขึ้น ไม่ให้เกินพิกัดความปลอดภัยของตัวสวิตช์กำลัง โดยมีลักษณะการต่อวงจรดังรูป 2.18



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกหนึ่งหน้บป็นให้อุปกรณ์เป็นของ และสงวนลิขสิทธิ์ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.19 การต่อสับเบอร์ดั้งเดิมป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เนื้อหาที่กล่าวมาทั้งหมดในบทนี้ เป็นความรู้พื้นฐานในเรื่องแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งที่จะต้องทำความเข้าใจ ซึ่งพอจะกำหนดเป็นส่วนได้ เช่น จะต้องเข้าใจการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบ โดยเข้าใจถึงการทำงานในแต่ละสถานะ สามารถบอกการเปลี่ยนแปลงของรูปสัญญาณแรงดันและกระแสแต่ละจุดได้ บอกขีดความสามารถและข้อจำกัดของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบ เข้าใจวิธีการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง หลักการทำงานของวงจรควบคุมทั้งในโหมดกระแสและโหมดแรงดัน การเลือกใช้อุปกรณ์ที่เหมาะสมกับงานความถี่สูง ความรู้พื้นฐานเหล่านี้จะทำให้เข้าใจหลักการทำงานของแหล่งจ่ายไฟในบทต่อไป โดยจะกล่าวถึง คอนเวอร์เตอร์พัลส์วิตซ์ที่มอดูเลตสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์โดยฟูลล์บริดจ์ อย่างละเอียด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

คอนเวอร์เตอร์พัลส์วิดท์มอดูเลตสวิตช์ที่แรงดันศูนย์โดยฟูลต์บริดจ์

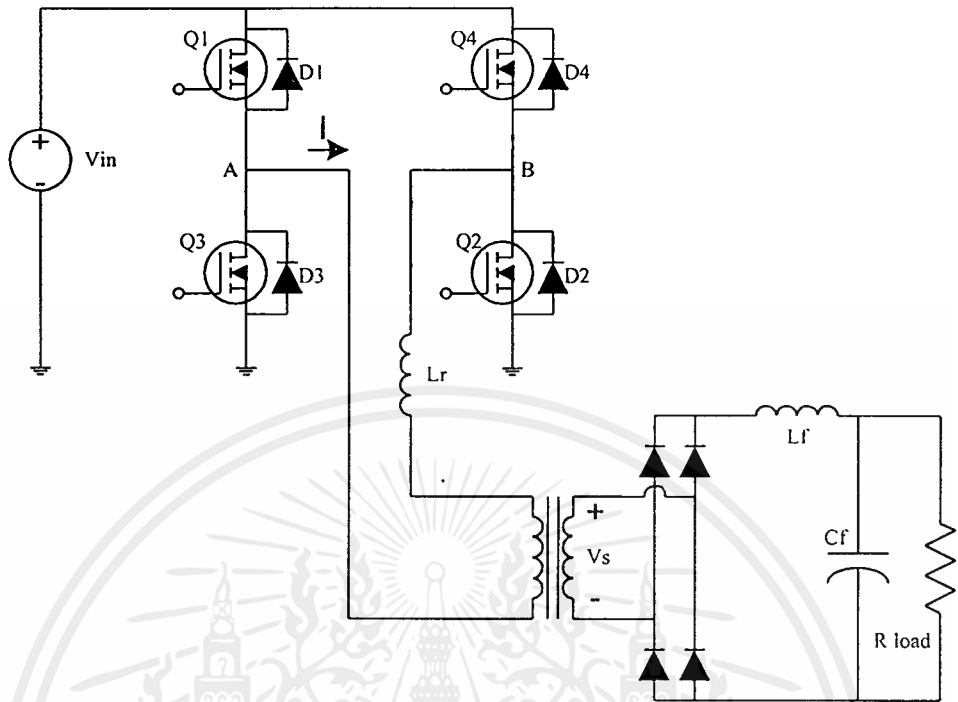
แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงโดยทั่วไปจะใช้หลักการพัลส์วิดท์มอดูเลต ซึ่งมีโครงสร้างของ วงจรที่ง่าย ราคาถูก การควบคุมไม่ยุ่งยาก แต่เมื่อความถี่สูงขึ้น คุณสมบัติเฉพาะของอุปกรณ์(Parasitic Element) มีผลเด่นชัดขึ้น เช่น ความเก็บประจุด้านเอาต์พุตของมอสเฟต ความเหนี่ยวนำรั่วไหลของ หม้อแปลงหรือความเก็บประจุที่รอยต่อของไดโอดในวงจรเรียงกระแส เป็นต้น ทำให้เกิดความสูญเสียขณะสวิตช์(Switching Losses)มากขึ้น เนื่องจากผลของ dv/dt และ di/dt ความสูญเสียขณะสวิตช์ ยิ่งมากขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้น แต่คอนเวอร์เตอร์แบบรีโซแนนซ์จะลดความสูญเสียขณะสวิตช์ โดยมี อุปกรณ์ประกอบ LC ทำให้เกิดสัญญาณคลื่นไซน์ และสามารถจัดให้เกิดสภาวะสวิตช์ที่แรงดันเป็น ศูนย์(Zero Voltage Switching) หรือ สวิตช์ที่กระแสเป็นศูนย์(Zero Current Switching) ช่วยลดการ สูญเสียขณะสวิตช์ ลดแรงดันเกิน(Surge Voltage) และกระแสกระชาก(Inrush Current) ทำให้ ทำงานในสภาวะความถี่สูงได้ เป็นผลให้มีขนาดเล็กลง และกำลังต่อหน่วย(Power Density)มีค่าสูง แต่มีข้อเสียที่ต้องใช้อุปกรณ์ที่มีแรงดันสูงเนื่องจากสภาวะรีโซแนนซ์ และใช้วงจรควบคุมที่มีความ ยุ่งยากมาก เพราะช่วงความถี่ในการควบคุมกว้าง แล้วยังยุ่งยากต่อการออกแบบวงจรกรองแรงดัน

จากข้อดีและข้อเสียของพัลส์วิดท์มอดูเลต และรีโซแนนซ์ ทั้งสองหลักการทำให้เกิด การ สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ด้วยพัลส์วิดท์มอดูเลตโดยใช้โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ฟูลต์บริดจ์ ควบคุม โดยการเลื่อนเฟสความถี่ที่ เป็นคอนเวอร์เตอร์พัลส์วิดท์มอดูเลตสวิตช์ที่แรงดันศูนย์โดยฟูลต์ บริดจ์(Full-Bridge Zero-Voltage-Switch PWM Converter, ZVS-PWM)[1.4-6]

3.1 โครงสร้างของวงจรหลัก

ใช้โครงสร้างของวงจรฟูลต์บริดจ์มีมอสเฟตเป็นสวิตช์(Q_1-Q_4) เพื่อเปลี่ยนแรงดันกระแส ตรงขาเข้า(V_m) เป็นแรงดันกระแสสลับความถี่สูง(f_s) จ่ายให้หม้อแปลงเพื่อปรับระดับแรงดัน มีความเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์(L_r)ต่ออนุกรมกับขดลวดปฐมภูมิ ด้านทุติยภูมิเรียงกระแสด้วยวงจรบริดจ์ ไดโอด แล้วมีความเหนี่ยวนำ(L_s) และความเก็บประจุ(C_r)เป็นวงจรกรองแรงดัน มีความต้านทาน (R_{load})เป็นภาระ ส่วนไดโอด D_1-D_4 เป็นไดโอดภายในมอสเฟต(Internal antiparallel diodes) แสดง ตามรูปที่ 3.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

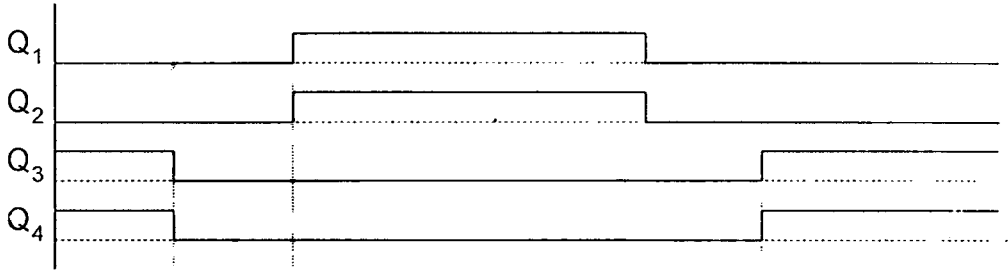


รูปที่ 3.1 วงจรหลักคอนเวอร์เตอร์พัลส์วิตช์มอดูเลตสวิตช์ที่แรงดันศูนย์โดยฟูลล์บริดจ์

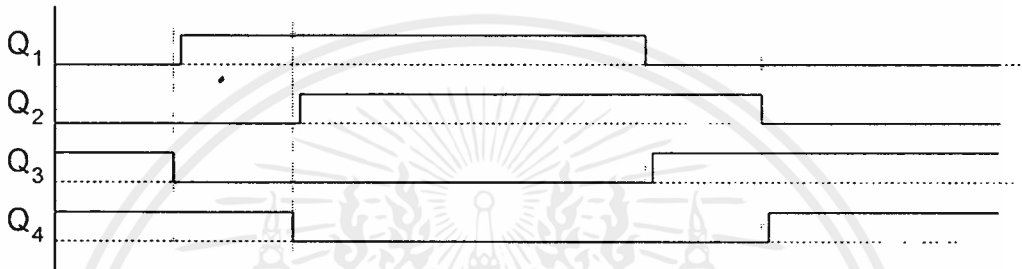
3.2 โครงสร้างของวงจรเลื่อนเฟส

ในการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ฟูลล์บริดจ์ให้เกิดสถานะสวิตช์ที่แรงดันศูนย์นั้นมีความแตกต่างจากการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ฟูลล์บริดจ์แบบพัลส์วิตช์มอดูเลตธรรมดา แต่ยังคงใช้หลักการพัลส์วิตช์มอดูเลตเหมือนกัน ในหัวข้อนี้จะขอกกล่าวถึงการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ฟูลล์บริดจ์แบบพัลส์วิตช์มอดูเลตธรรมดา ก่อน เพื่อเปรียบเทียบกับ การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ฟูลล์บริดจ์แบบให้เกิดสถานะสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ แล้วนำเสนอวงจรเลื่อนเฟสในตอนท้าย

การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ฟูลล์บริดจ์แบบพัลส์วิตช์มอดูเลตธรรมดา จากโครงสร้างวงจรรูปที่ 3.1 จะควบคุมให้ Q_1 และ Q_2 ทำงานพร้อมกัน แล้วในสถานะต่อมา ก็จะควบคุมให้ Q_3 และ Q_4 ทำงานพร้อมกัน ดังแสดงการทำงานใน รูปที่ 3.2-ก แต่การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ฟูลล์บริดจ์แบบให้เกิดสถานะสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ นั้น Q_1 , Q_2 , Q_3 และ Q_4 ทำงานไม่พร้อมกัน แต่ยังคงรักษาช่วงเวลาการส่งผ่านพลังงานช่วงเดียวกันกับแบบธรรมดา ที่อยู่ในช่วง Q_1 และ Q_2 ทำงานพร้อมกัน ในสถานะต่อมาในช่วง Q_3 และ Q_4 ทำงานพร้อมกัน ดังแสดงการทำงานใน รูปที่ 3.2-ข โดยสัญญาณในรูปที่ 3.2-ข นี้สร้างขึ้นจากนำสัญญาณวงจรควบคุมแบบพัลส์วิตช์มอดูเลต มาเข้าวงจรเลื่อนเฟสเพื่อจัดรูปสัญญาณให้ได้ตามต้องการ



ก.



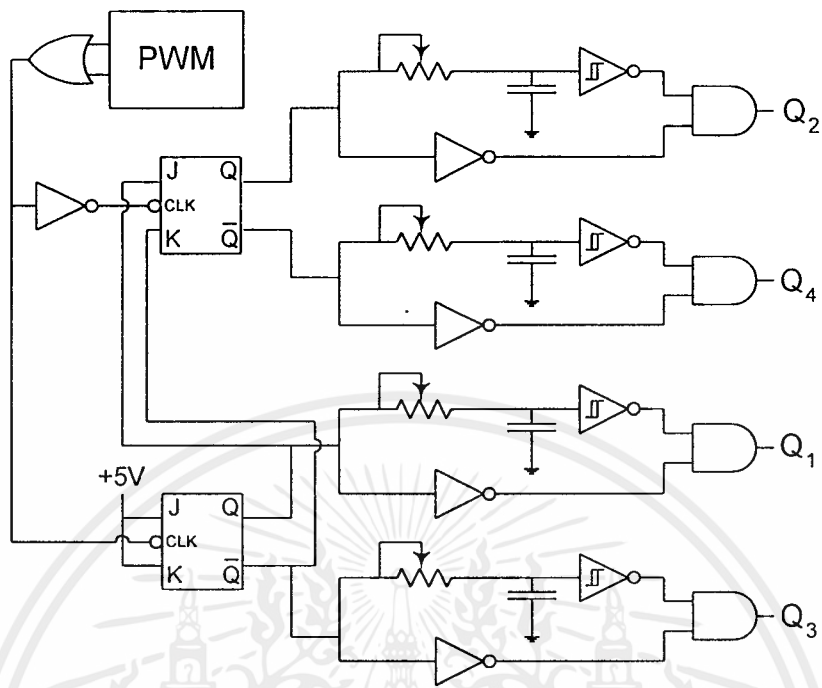
ข.

รูปที่ 3.2 สัญญาณการควบคุมการทำงานของมอสเฟส

- ก. แบบพัลส์วิดท์มอดูเลตแบบธรรมดา
ข. แบบให้เกิดสถานะสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

การทำงานของวงจรเลื่อนเฟส โดยรับสัญญาณจากวงจรควบคุมซึ่งใช้หลักการพัลส์วิดท์มอดูเลต ถ้าถูกแยกเป็นสองสัญญาณก็ต้องนำสัญญาณมารวมกันก่อน แล้วจึงนำสัญญาณกลับเฟสและสัญญาณไม่กลับเฟส แยกส่งให้กับ JK flip-flop คนละตัว ส่วนสัญญาณที่ออกจาก JK flip-flop ก็จะส่งต่อไปยัง ส่วนของ RC time-constant เพื่อเป็นตัวสร้างสัญญาณรูปเอ็ชชไปแนนเซียล โดยใช้ความต้านทานปรับค่าได้ และตัวเก็บประจุ สัญญาณเอ็ชชไปแนนเซียลที่ได้ จะส่งต่อไปยังส่วนของวงจรสมิตริกเกอร์ สัญญาณที่ได้จะมีการเลื่อนเฟสมากน้อยเพียงใดสามารถปรับที่ความต้านทานปรับค่าได้ สัญญาณที่ได้จากการเลื่อนเฟสจะต้องนำเทียบกับสัญญาณก่อนเข้าวงจรเลื่อนเฟส เพื่อให้มีการเลื่อนเฉพาะสัญญาณส่วนหน้าเท่านั้น ดังจะมีโครงสร้างของวงจรดังรูปที่ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 วงจรเลื่อนเฟส

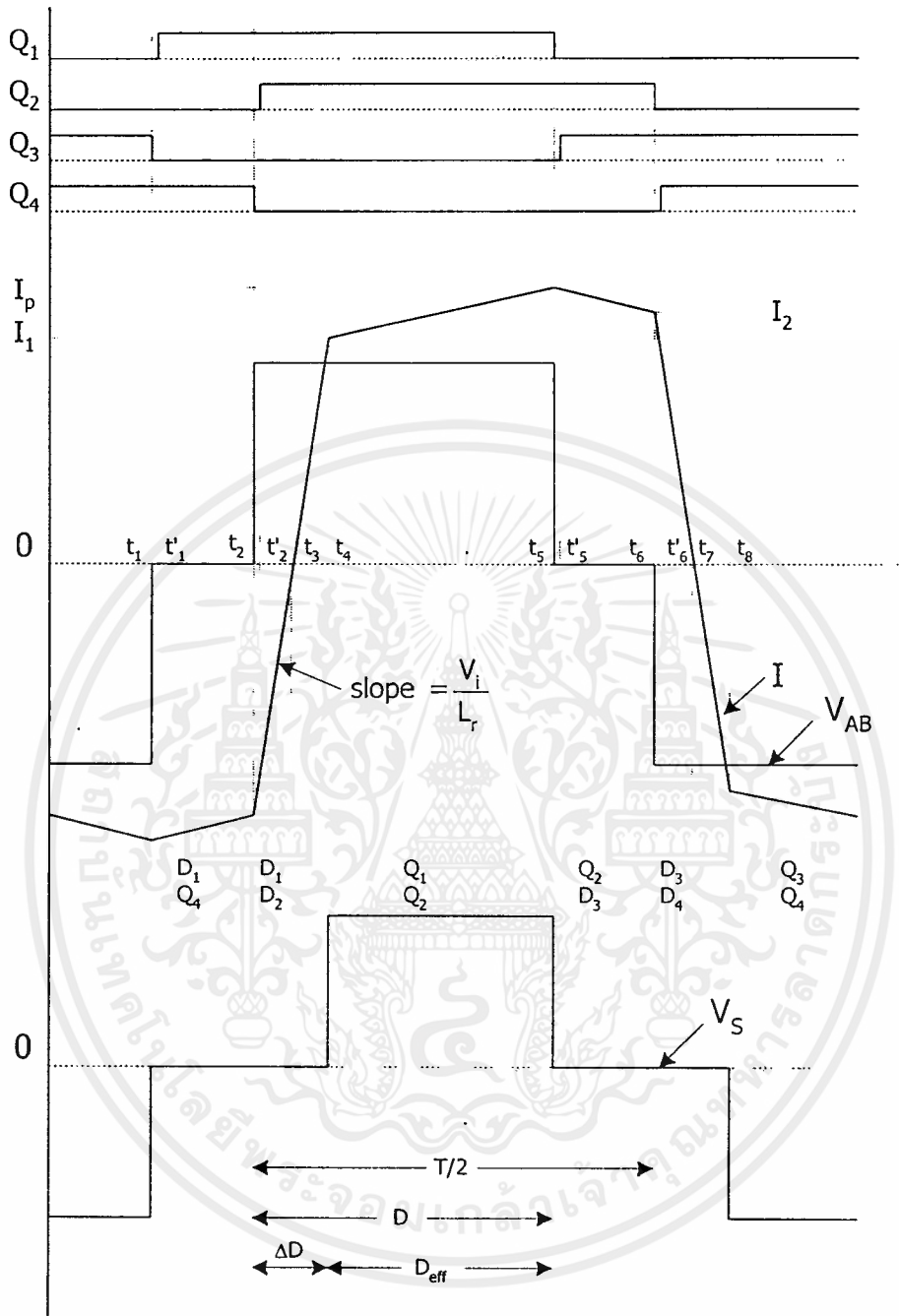
3.3 สถานะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

คอนเวอร์เตอร์พัลส์วิตช์ที่มอดูเลตสวิตช์ที่แรงดันศูนย์มีสัญญาณขับเกท แรงดันและกระแสปฐมภูมิ และแรงดันทุติยภูมิ ตามรูปที่ 3.4 ซึ่งการขับเกทจะเลื่อนเฟสให้ต่างกันระหว่างข้างซ้ายและข้างขวา ตามคิวตี้ไซเคิล(Duty Cycle, D) การปิดสวิตช์ที่แรงดันศูนย์จะต้องใช้พลังงานสะสมจากความเหนี่ยวนำรีโซแนนท์ ซึ่งอยู่ในสถานะกระแสต่อเนื่อง ในการวิเคราะห์จะนำค่าคุณสมบัติเฉพาะของอุปกรณ์มาคิดด้วยเช่น ความเก็บประจุด้านเอาต์พุตของมอสเฟต จะอธิบายเป็นสถานะตามลำดับ ดังต่อไปนี้

สถานะที่ 1 ($t_1 - t_2$) Q_1 และ D_1 นำกระแส ลูปกระแสเนื่องจากความเหนี่ยวนำรีโซแนนท์ ไหลผ่านหม้อแปลง

สถานะที่ 2 ($t_2 - t_2'$) เมื่อเวลา $t = t_2$ Q_1 เปิดวงจร กระแสที่ผ่านความเหนี่ยวนำรีโซแนนท์ ยังคงไหลคายประจุและเก็บประจุความเก็บประจุด้านเอาต์พุตของ Q_2 และ Q_4 ทำให้ D_2 ปิดวงจร หลังจาก D_2 นำกระแส Q_2 จะถูกสั่งปิดวงจรในสถานะไม่มีแรงดันตกคร่อม โดยพลังงานสะสมในความเหนี่ยวนำรีโซแนนท์ จะต้องมากกว่าพลังงานที่ความเก็บประจุต้องการถึงจะเกิดสถานะสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารตัวอย่างใช้สำหรับอ้างอิงเท่านั้น ไม่สามารถนำข้อมูลไปใช้เพื่อการค้าโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 รูปสัญญาณการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

สถานะที่ 3 (t'_2-t_3) ไดโอด D_1 และ D_2 นำกระแส และพลังงานในความเหนี่ยวนำรีโซแนนท์

ถูกผลักกลับไปยังแหล่งจ่าย แรงดันที่ V_{ds} ยังเป็นศูนย์จนกระทั่ง $t=t_3$ กระแสความเหนี่ยวนำเป็นศูนย์ D_1 และ D_2 จึงเปิดวงจร

สถานะที่ 4 (t_3-t_4) ที่เวลานี้กระแสไหลผ่าน Q_1, Q_2 และ L จากศูนย์ ด้วยคุณสมบัติความเหนี่ยวนำ

สถานะที่ 5 (t_4-t_5) ที่เวลา $t=t_4$ กระแสปฐมภูมิมีค่ามากกว่ากระแสทุติยภูมิ ไดโอดเรียงกระแส นำกระแสเป็นการส่งพลังงานจากปฐมภูมิไปยังทุติยภูมิ

สถานะที่ 6 ($t_5-t'_5$) ที่เวลา $t=t_5$ สัญญาณควบคุมจะสั่งให้ Q_1 เปิดวงจร แต่เนื่องจากความเหนี่ยวนำรีโซแนนท์ จะทำให้กระแสยังคงไหลอยู่ผ่าน D_3 และ Q_2 ทำให้ V_{ds} ของ Q_3 มีค่าเป็นศูนย์ สัญญาณควบคุมจะสั่งให้ Q_3 ปิดวงจร

สถานะที่ 7 (t'_5-t_6) กระแสไหลเนื่องจากความเหนี่ยวนำยังคงไหลผ่าน D_3 และ Q_2

สถานะที่ 8 ($t_6-t'_6$) ที่เวลา $t=t_6$ Q_2 จะถูกสั่งให้เปิดวงจร กระแสจากความเหนี่ยวนำจะเก็บประจุของ Q_2 จากศูนย์โวลต์ถึง V_{in} และคลายประจุความเก็บประจุของ Q_4 จาก V_{in} เป็นศูนย์ ที่ $t=t'_6$ D_4 จะนำกระแสและ Q_4 จะถูกสั่งให้เปิดวงจร

สถานะที่ 9 (t'_6-t_7) D_3 และ D_4 นำกระแส และกระแสจากความเหนี่ยวนำรีโซแนนท์จะไหลไปยังแหล่งจ่าย เมื่อกระแสเป็นศูนย์ D_3 และ D_4 จะเปิดวงจร

สถานะที่ 10 (t_7-t_8) Q_3 และ Q_4 จะนำกระแสขณะแรงดันเป็นศูนย์

สถานะที่ 11 (t_8-t_1) ที่ $t=t_8$ กระแสปฐมภูมิมีค่าเท่ากับกระแสทุติยภูมิ

สถานะที่ 12 ($t_1-t'_1$) เป็นการเริ่มด้วย Q_3 ถูกสั่งเปิด ความเก็บประจุของ Q_3 และ Q_1 ถูกเก็บประจุและคายประจุจนแรงดันของ Q_1 เป็นศูนย์เป็นเวลาที่ตั้งให้ Q_1 ปิดวงจร กลับไปยังสถานะที่ 1 อีกครั้ง

3.4 การวิเคราะห์เชิงสมการแต่ละสถานะ

ในสถานะรีโซแนนท์ Q_2 ปิดวงจรและ Q_4 เปิดวงจร ที่ช่วงเวลา t_2 (หรือ Q_2 เปิดวงจรและ Q_4 ปิดวงจร ที่ช่วงเวลา t'_2) ซึ่งพลังงานที่สะสมใน L_r จะต้องมากกว่า ความต้องการพลังงานของความเก็บประจุด้านเอาต์พุตของ Q_2 และ Q_4 (C_{MOS2} และ C_{MOS4}) และความเก็บประจุของหม้อแปลง (C_{TR}) จึงจะเกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

$$E = \frac{1}{2} L_r I_2^2 > \frac{4}{3} C_{MOS} V_{in}^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_{in}^2 \quad (3.1)$$

โดย $C_{MOS1} = C_{MOS2} = C_{MOS3} = C_{MOS4} = C_{MOS}$

ฉะนั้นค่ากระแสวิกฤตที่เริ่มทำให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิที่คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{1}{2} L_r I_{crit}^2 = \frac{4}{3} C_{MOS} V_{in}^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_{in}^2$$

$$I_{crit}^2 = \frac{2}{L_r} \left(\frac{4}{3} C_{MOS} V_{in}^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_{in}^2 \right)$$

$$I_{crit} = \sqrt{\frac{2}{L_r} \left(\frac{4}{3} C_{MOS} V_{in}^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_{in}^2 \right)} \quad (3.2)$$

กระแสที่ผ่าน L_r ที่เวลา t_2 หาได้จาก

$$I_2 = \frac{N_s}{N_p} \left(I_{load} + \frac{\Delta I}{2} - \frac{V_{out}}{L_r} (1 - D) \frac{T}{2} \right) \quad (3.3)$$

การสวิตช์ที่แรงดันสูงจะเกิดเมื่อ I_2 มากกว่า I_{crit} ฉะนั้น

$$I_{crit} < I_2$$

$$< \frac{N_s}{N_p} \left(I_{load} + \frac{\Delta I}{2} - \frac{V_{out}}{L_r} (1 - D) \frac{T}{2} \right)$$

$$\frac{N_p}{N_s} I_{crit} < \left(I_{load} + \frac{\Delta I}{2} - \frac{V_{out}}{L_r} (1 - D) \frac{T}{2} \right)$$

$$I_{load} > \frac{N_p}{N_s} I_{crit} - \frac{\Delta I}{2} + \frac{V_{out}}{L_r} (1 - D) \frac{T}{2} \quad (3.4)$$

อัตราขยายแรงดันของ ZVS-PWM หาได้จาก

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{N_s}{N_p} D_{eff} \quad (3.5)$$

$$D = D_{eff} + \Delta D \quad (3.6)$$

โดยส่วนสูญเสียของดิโอดีไอเซลล์ หาได้จากขอบขาขึ้นและขอบขาลงของกระแสปฐมภูมิในรูปที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta D = \frac{I_1 + I_2}{\frac{V_{in}}{L_r} \cdot \frac{T}{2}} \quad (3.7)$$

$$\Delta D = \frac{\frac{N_s}{N_p}}{\frac{V_{in}}{L_r} \cdot \frac{T}{2}} \left(2I_{load} - \frac{V_{out}}{L_r} (1 - D) \frac{T}{2} \right) \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (8) แทนใน (6)

$$\begin{aligned} D &= \frac{V_{out}}{V_{in}} \frac{N_p}{N_s} + \frac{\frac{N_s}{N_p}}{\frac{V_{in}}{L_r} \cdot \frac{T}{2}} \left(2I_{load} - \frac{V_{out}}{L_r} (1 - D) \frac{T}{2} \right) \\ &= D_{eff} + \frac{\frac{N_s}{N_p}}{\frac{V_{in}}{L_r} \cdot \frac{T}{2}} \left(2I_{load} - \frac{V_{out}}{L_r} (1 - D) \frac{T}{2} \right) \\ &= D_{eff} + \frac{\frac{N_s}{N_p} \cdot 2L_r}{V_{in} \cdot T} \left(2 \frac{V_{out}}{R} - \frac{V_{out}}{L_r} (1 - D) \frac{T}{2} \right) \\ &= D_{eff} + \frac{N_s}{N_p} \frac{V_{out}}{V_{in}} \frac{2L_r}{T} \left(2 \frac{1}{R} - \frac{1}{L_r} (1 - D) \frac{T}{2} \right) \\ &= D_{eff} + \left(\frac{N_p}{N_s} \frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \frac{2L_r}{T} \left(2 \frac{1}{R} - \frac{1}{L_r} (1 - D) \frac{T}{2} \right) \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \\ &= D_{eff} + D_{eff} \left(\frac{4L_r}{TR} - \frac{L_r}{L_r} (1 - D) \right) \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \\ D &= D_{eff} + \frac{4L_r D_{eff}}{TR'} - \frac{L_r D_{eff}}{L_r'} + \frac{L_r D_{eff} D}{L_r'} \\ D - \frac{L_r D_{eff} D}{L_r'} &= D_{eff} + \frac{4L_r D_{eff}}{TR'} - \frac{L_r D_{eff}}{L_r'} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูงของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
\left(1 - \frac{L_r D_{\text{eff}}}{L_r'}\right) D &= D_{\text{eff}} + \frac{4L_r D_{\text{eff}}}{TR'} - \frac{L_r D_{\text{eff}}}{L_r'} \\
D &= \frac{D_{\text{eff}} + \frac{4L_r D_{\text{eff}}}{TR'} - \frac{L_r D_{\text{eff}}}{L_r'}}{1 - \frac{L_r D_{\text{eff}}}{L_r'}} \\
&= \frac{1 + \frac{4L_r}{TR'} - \frac{L_r}{L_r'}}{\frac{1}{D_{\text{eff}}} - \frac{L_r}{L_r'}} \\
D &= \frac{1 + \frac{4L_r f_s}{R'} - \frac{L_r}{L_r'}}{\frac{1}{D_{\text{eff}}} - \frac{L_r}{L_r'}} \quad (3.9)
\end{aligned}$$

ถ้าให้ (1-D) มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ $2I_{\text{load}}$ จากสมการ (3.8) จะได้

$$\Delta D = \frac{N_s}{N_p} \frac{V_{\text{in}}}{L_r} \frac{T}{2} (2I_{\text{load}}) \quad (3.10)$$

แทนใน (6)

$$\begin{aligned}
D &= \frac{N_s}{N_p} \frac{V_{\text{in}}}{L_r} \frac{T}{2} (2I_{\text{load}}) \\
&= D_{\text{eff}} + \frac{N_s}{N_p} \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \frac{2L_r}{T} \left(\frac{2}{R}\right) \\
&= D_{\text{eff}} + \left(\frac{N_p}{N_s} \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}}\right) \frac{2L_r}{T} \left(\frac{2}{R}\right) \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 \\
&= D_{\text{eff}} + D_{\text{eff}} \left(\frac{4L_r}{TR}\right) \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2
\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น การนำออกไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และดัดแปลงอ้างอิงถึงของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= D_{\text{eff}} \left(1 + 4 \frac{L_r}{TR'} \right)$$

$$D_{\text{max}} \geq D = \frac{N_p}{N_s} \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \left(1 + 4 \frac{L_r f_s}{R'} \right) \quad (3.11)$$

3.5 หลักการออกแบบ

จากรูปที่ 3.4 ความชันของกระแสปฐมภูมิที่เวลา t_2-t_4 หรือ t_6-t_8 แปรผกผันกับ L_r เมื่อพิจารณาให้ V_{in} คงที่จากสมการที่ 3.2 ค่า L_r คำนวณจากค่ากระแสปฐมภูมิต่ำสุดที่ต้องการให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ถ้าต้องการให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ที่กระแสค่าน้อยๆ ค่า L_r จะต้องมีความมาก แต่เมื่อกระแสมากขึ้น จากสมการที่ 3.7 ค่า ΔD มีค่ามากขึ้นส่งผลให้ค่า D_{eff} จากสมการที่ 3.6 มีค่าน้อยลงทำให้ไม่สามารถรักษา V_{out} ไว้ได้จากสมการที่ 3.5 จะต้องชดเชยด้วยการลดค่า N_p/N_s ถึงจะรักษาแรงดัน V_{out} ไว้ได้ แต่ผลจากค่า D_{eff} ที่น้อยจะทำให้อุปกรณ์นำกระแสสูงที่เวลาน้อย เป็นการสร้างความเครียดให้กับอุปกรณ์สวิตช์ และต้องใช้อุปกรณ์สวิตช์ที่ทนกระแสสูง โดยปกติจะออกแบบให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ที่ 50 เปอร์เซ็นต์ ถึง 100 เปอร์เซ็นต์ของกระแสพิกัด

เมื่อกำหนดช่วงกระแสภาระที่ทำให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ทำให้ทราบค่า L_r ถ้าพิจารณาที่ความถี่ เมื่อความถี่ลดลงนั้นหมายถึงคาบเวลามีค่ามากขึ้น แต่ ΔD มีค่าเท่าเดิมทำให้ D_{eff} มีค่ามากขึ้นส่งผลให้ N_p/N_s ในการออกแบบมีค่ามากขึ้นได้

3.6 สรุปท้ายบท

การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ช่วยลดค่า dv/dt และ di/dt ทำให้พลังงานสูญเสียขณะสวิตช์มีค่าน้อยลง การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์เกิดจากสภาวะรีโซแนนท์ เนื่องจากค่าความเก็บประจุภายในมอสเฟสกับค่าความเหนี่ยวนำรีโซแนนท์ โดยต้องออกแบบให้พลังงานสะสมในความเหนี่ยวนำรีโซแนนท์จะต้องมากกว่า ความต้องการพลังงานเก็บประจุของค่าความเก็บประจุภายในมอสเฟส จึงจะเกิดสภาวะสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ในการออกแบบจะออกแบบให้เกิดสภาวะสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ตั้งแต่มุมหนึ่งของพิกัดจนถึงเต็มพิกัด เพื่อลดขนาดของความเหนี่ยวนำรีโซแนนท์ และความถี่ใช้งานจะต้องเหมาะสม เพราะส่งผลต่อเวลานำกระแสด้านทุติยภูมิและอัตราส่วนของหม้อแปลง

ในบทต่อไป นำเสนอการออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งที่สวิตช์ที่แรงดันศูนย์โดยฟูลล์บริดจ์ ขนาด 1000 วัตต์ แรงดันเอาท์พุท 60 โวลต์ 100 kHz กล่าวถึงการออกแบบอย่างละเอียดทีละภาค เริ่มด้วยภาคอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง ซึ่งเป็นสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง และจะต้องออกแบบหาค่าความเหนี่ยวนำรีโซแนนท์ ที่เป็นอุปกรณ์ทำให้การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์โดยนำมาต่ออนุกรมกับหม้อแปลงความถี่สูง การออกแบบจะต้องใช้การเขียนโปรแกรม

คอมพิวเตอร์ช่วย เพื่อหาค่าที่เหมาะสม และทำให้ได้ค่าความเหนียวในภาคทรงแรงดันด้านเอ้าท์ พูทกับอัตราส่วนของมือแปลงด้วย และนำเสนอวงจรควบคุม วงจรเตือนเฟส วงจรจับมอสเฟต ใน บทต่อไป



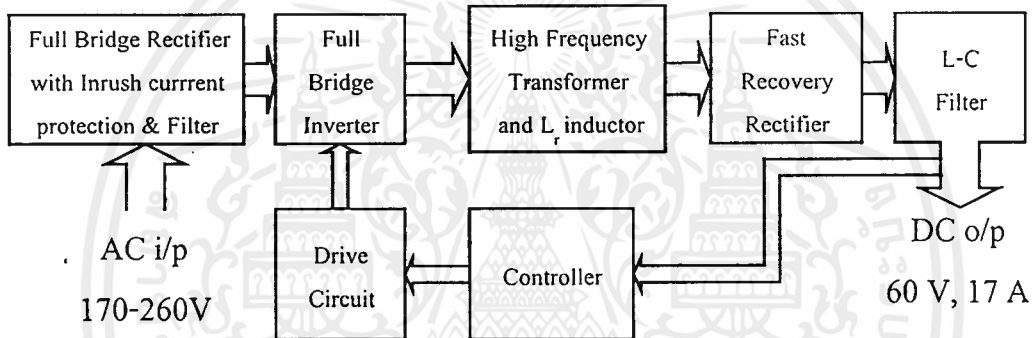
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งที่สวิตช์ที่แรงดันศูนย์

4.1 โครงสร้างแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่งที่สวิตช์แรงดันศูนย์โดยฟูลล์บริดจ์

บทนี้นำเสนอ การออกแบบแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่งที่สวิตช์แรงดันศูนย์โดยฟูลล์บริดจ์ ขนาด 1000 W 60V 17A Input 220 \pm 10% โดยจะออกแบบให้เกิด สภาวะสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ZVS ที่ 50 เปอร์เซ็นต์ของภาระเต็มพิกัด โดยมีความถี่ในการสวิตช์ 100 kHz โดยใช้มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์สวิตช์ โดยโครงสร้างของวงจรเป็นไปตามรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของแหล่งจ่ายไฟ

จากรูปที่ 4.1 เป็นการแสดงส่วนประกอบของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่งที่สวิตช์แรงดันศูนย์โดยฟูลล์บริดจ์ โดยจะทำออกแบบที่ละส่วนประกอบ

4.2 ลำดับขั้นตอนการออกแบบแหล่งจ่ายไฟ

โดยมีลำดับการออกแบบดังนี้

- การออกแบบหาค่า N , L_r และ L_f
- วงจรเรียงกระแส
- วงจรฟูลล์บริดจ์อินเวอร์เตอร์
- หม้อแปลงความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใด - ทั้งวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจรเลื่อนเฟสและวงจรขับ
- วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

4.3 การออกแบบหาค่า N , L_f และ L_r

การหาค่า N , L_f และ L_r เนื่องจากค่าทั้งสามมีความสำคัญในการเกิดสถานะ ZVS โดยเริ่มจากการหาค่า N ถ้าเป็นการออกแบบแหล่งจ่ายไฟแบบ PWM ธรรมดา ก็จะใช้หลักการ หาแรงดันทุติยภูมิ จากแรงดันเอาต์พุตบวกแรงดันไดโอดแล้วหารด้วย 0.8 ซึ่ง 0.8 คือค่าดีวีดีไซ์เคลของเวลานำกระแสในหนึ่งคาบเวลา(D) ก็จะได้ค่าแรงดันทุติยภูมิ ส่วนแรงดันปฐมภูมิก็คือแรงดันไฟตรงจากชุดกรองแรงดัน เมื่อนำแรงดันปฐมภูมหารด้วยแรงดันทุติยภูมิ ก็จากได้ค่า N แต่ในการออกแบบค่า N ที่ ZVS นั้นตัวหารมิใช่ 0.8 แต่เป็นค่าที่มีการลบด้วยค่าเวลาสูญเสียดีวีดีไซ์เคล(ΔD) ซึ่งจากการเกิด ZVS โดยเวลาที่ว่านี้คำนวณจากค่า L_f และ L_r ซึ่งค่าทั้งสองก็มีความสัมพันธ์ที่ขึ้นต่อกัน และยังต้องนำค่า N มาร่วมคำนวณด้วย

การออกแบบ ZVS จะต้องมีความเหมาะสมระหว่างค่า N , L_f และ L_r โดยใช้สมการจาก บทที่ผ่านมา คำนวณหาจุดที่เหมาะสมในการใช้งาน ถ้าพิจารณาที่ละสมการ โดยเริ่มจากการกำหนดให้ค่าเหล่านี้เป็นค่าคงที่ V_{in} , ΔV_{in} , V_{out} , P_{out} , f , C_{TR} , C_{MOS} และ D_{max} จะเห็นการแปรผันและความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรดังนี้

จากสมการที่ 3.5

$$D_{eff} = \frac{V_{out} N}{V_{in}}$$

$$D_{eff} \propto \frac{N}{V_{in}} \quad (4.1)$$

จากสมการที่ 2.4

$$L_f = \frac{V_{out}(1-D_{eff}) \times 10^6}{2f\Delta I}$$

$$L_f \propto \frac{(1-D_{eff})}{\Delta I} \quad (4.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 3.3

$$I_{crit} = \frac{1}{N} \left(\frac{I_{load}}{2} + \frac{\Delta I}{2} - \frac{1}{2} \frac{V_{out}}{L_r f} (1 - D) \right)$$

$$I_{crit} \propto \frac{1}{N}, \Delta I, \frac{D}{L_r} \quad (4.3)$$

จากสมการที่ 3.1

$$L_r = \frac{8 C_{MOS} V_{in}^2}{3 I_{crit}^2} + \frac{C_{TR} V_{in}^2}{I_{crit}^2}$$

$$L_r \propto \frac{V_{in}}{I_{crit}} \quad (4.4)$$

จากสมการที่ 3.3

$$I_2 = \frac{1}{N} \left(I_{load} + \frac{\Delta I}{2} - \frac{V_{out}}{2L_r f} (1 - D) \right)$$

$$I_2 \propto \frac{1}{N}, \Delta I, \frac{D}{L_r} \quad (4.5)$$

$$I_1 = \frac{1}{N} \left(I_{load} - \frac{\Delta I}{2} \right)$$

$$I_1 \propto \frac{1}{N}, \Delta I \quad (4.6)$$

จากสมการที่ 3.7

$$\Delta D = \frac{2L_r f (I_1 + I_2)}{V_{in}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งค่า ΔD นี้ \propto ปร $I_1, I_2, \frac{L_r}{V_{in}}$ ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (4.7)

จากสมการที่ 3.5

$$N = \frac{V_{in}}{V_{out}}(D - \Delta D)$$

$$N \propto V_{in}, D, \Delta D \quad (4.7)$$

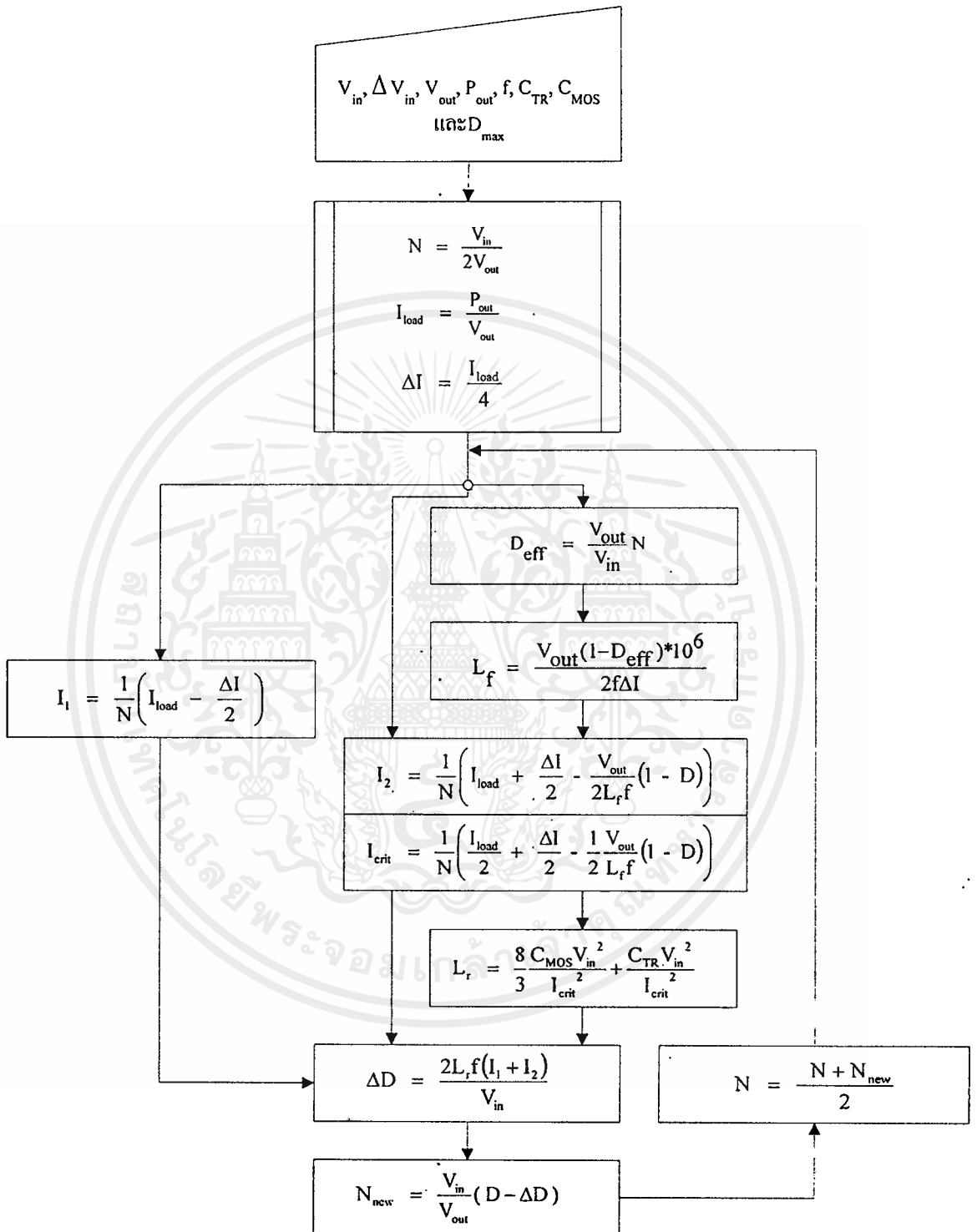
จากการแปรผันและความสัมพันธ์ จะกำหนดค่าเริ่มต้นของ N ก่อน เพราะ N จะเป็นตัวแปรสำคัญของการออกแบบ L_r, L_r ซึ่งในการออกแบบจะคำนวณแบบวน โดยเริ่มจากการกำหนด

- กำหนด V_{in} ใช้ค่า $V_{in(min)}$ เพราะในกลุ่ม $V_{in(max)}, V_{in(mca)}$ และ $V_{in(min)}$ ค่าของ N ที่ค่า $V_{in(min)}$ มีค่าน้อยที่สุด
- สมมุติ D มีค่าคงที่ก่อน โดยค่า D มีค่าเท่ากับ 0.8 และค่าที่มากที่สุดที่ยอมรับได้
- กำหนด I_{load} เท่ากับ P_{out} / V_{out}
- สมมุติ ΔI ใช้เท่ากับ $I_{load} / 4$ เป็นค่าที่เหมาะสมในการออกแบบ โดยเป็นค่าที่มากที่สุดที่ยอมรับได้
- สมมุติ N เท่ากับ $V_{in} / 2V_{out}$ ก่อนแล้วจะมีการเปลี่ยนแปลงในรอบคำนวณต่อไป

การคำนวณจะเริ่มนำค่า N ที่สมมุติขึ้นนี้แทนในสมการที่ 4.1 และ 4.6 ทำให้ได้ค่า D_{crit} และ I_1 แล้วนำค่า D_{crit} ไปคำนวณหาค่า L_r ด้วยสมการที่ 4.2 จากนั้นใช้ค่า N และ L_r ร่วมคำนวณหาค่า I_2 และ I_{crit} จากสมการที่ 4.3 และ 4.5 แล้วนำค่า I_{crit} ที่ได้แทนในสมการที่ 4.4 เพื่อหาค่า L_r สุดท้ายก็นำค่าเกือบทั้งหมดคือ I_1, I_2 และ L_r ร่วมคำนวณหาค่า N ซึ่งสิ้นสุดการคำนวณหนึ่งรอบ เมื่อจะขึ้นรอบใหม่ก็จะกำหนดค่า N ใหม่จากการที่นำค่า N เก่าบวกกับค่า N ที่คำนวณได้ในรอบนี้แล้วหารด้วย 2 ทำให้สุดท้ายจะได้ค่า N ค่าหนึ่ง โดยการคำนวณทั้งหมดนี้สามารถเขียนเป็นแผนผังแสดงขั้นตอนได้ดังรูปที่ 4.2

เมื่อคำนวณแบบวนหลายรอบ จะได้ค่า N ที่เหมาะสมออกมาซึ่งค่าที่ได้จะไม่เป็นจำนวนเต็ม ฉะนั้นจะต้องเลือกและกำหนดค่า N โดยการปัดลงเพราะถ้ามีค่าน้อยลง แรงดันที่ทุติยภูมิจะสูงขึ้น ซึ่งไม่มีข้อเสีย แต่ถ้าปัดขึ้นแรงดันที่ทุติยภูมิจะลดลงทำให้ไม่สามารถรักษาแรงดันเอาท์พุทได้ แต่อย่างไรสิ่งที่จะต้องคำนึงถึงอีกประการหนึ่ง คือค่า N ที่เลือกจะต้องหารค่า N_p ที่ออกแบบโดยการคำนวณเชิงหม้อแปลงได้ลงตัว เพื่อให้ได้ค่า N_s เป็นจำนวนเต็มทำให้ง่ายต่อการพันหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.2 แผนผังแสดงขั้นตอนการคำนวณหาค่า N

เมื่อนำแผนผังแสดงขั้นตอน มาเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกใช้ภาษา C ตามภาคผนวก ก โดยได้ผลตามตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ผลการคำนวณหาค่า N

ZVS $V_o=60V$, $V_i=300V$, $dV=20V$, $P_o=1000W$, $f=100kHz$, $C_m=480pF$, $C_t=100pF$, $DD=0.80$								
Nold	Deff	Lo(uH)	Icrit	Lr(uH)	I2	I1	dD	Nnew
2.5	0.5357	33.429	3.449	9.097	6.782	5.833	0.082	3.350809
2.9254	0.6269	26.865	2.797	13.826	5.646	4.985	0.105	3.24337
3.0844	0.6609	24.412	2.58	16.249	5.282	4.728	0.1162	3.191142
3.1378	0.6724	23.589	2.509	17.185	5.165	4.648	0.1204	3.171237
3.1545	0.676	23.331	2.487	17.494	5.129	4.623	0.1219	3.164696
3.1596	0.6771	23.252	2.48	17.589	5.118	4.616	0.1223	3.162674
3.1611	0.6774	23.228	2.478	17.618	5.114	4.613	0.1224	3.162061
3.1616	0.6775	23.221	2.477	17.627	5.113	4.613	0.1225	3.161876
3.1617	0.6775	23.219	2.477	17.629	5.113	4.612	0.1225	3.161821
3.1618	0.6775	23.218	2.477	17.63	5.113	4.612	0.1225	3.161804

จากผลการคำนวณบนตารางทำให้เราเลือกค่า N เท่ากัน 3

การหาค่า L_r

ในการหาค่า L_r จะใช้สมการที่ 4.2 โดยตัวแปรสำคัญมีอยู่สองตัวแปรคือ ΔI และ D_{eff} จะทำการพิจารณาที่ละตัว โดยค่า ΔI ให้เท่ากับ $I_{load}/4$ เป็นค่าที่มากที่สุดที่ยอมรับได้ ส่วนค่า D_{eff} หาจากสมการที่ 4.1 ซึ่งคำนวณจากค่า V_{in} และ N โดยทดสอบคำนวณจากค่า V_{in} ทั้งสาม $V_{in(max)}$, $V_{in(meas)}$ และ $V_{in(min)}$ และใช้ค่า N ที่กำหนดก่อนหน้านี้ ผลการคำนวณจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่ภาคผนวก ก

at $V_i(max)$ $N_o=3.0000$ $D_{eff}=0.5625$ $L_o=31.500000$

at $V_i(meas)$ $N_o=3.0000$ $D_{eff}=0.6000$ $L_o=28.800000$

at $V_i(min)$ $N_o=3.0000$ $D_{eff}=0.6429$ $L_o=25.714286$

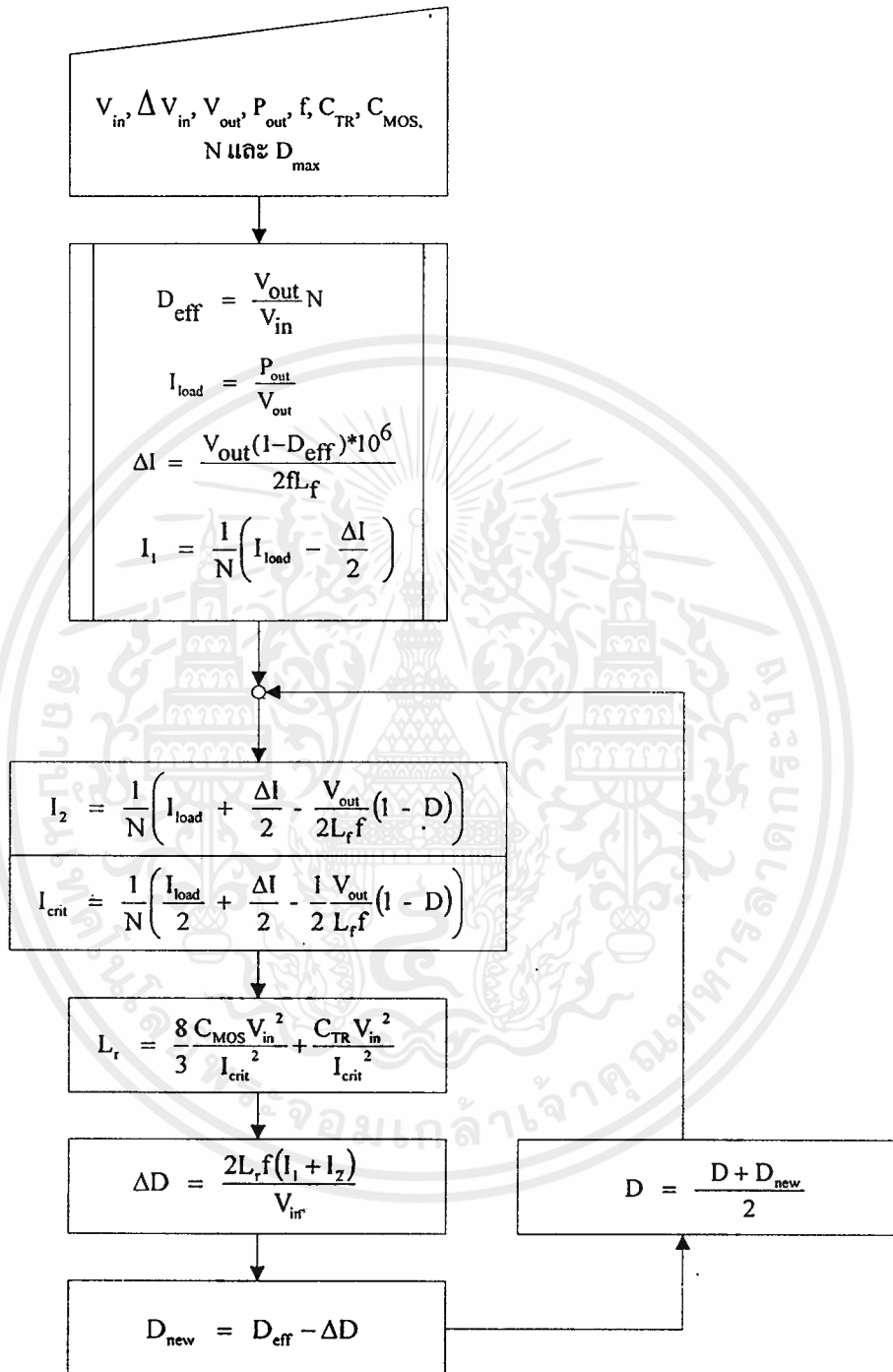
จากผลเห็นว่าค่า L_r ที่ใช้ $V_{in(max)}$ มีค่ามากที่สุด ฉะนั้นการเลือกค่า L_r จะเป็นจำนวนเต็มและต้องมากกว่า โดยพิจารณาจากสมการที่ 4.1 จากการคำนวณ ที่ $V_{in(meas)}$ และ $V_{in(min)}$ จะทำให้ผลของ

D_{eff} มีค่าน้อยกว่าที่คำนวณจาก $V_{\text{in(max)}}$ และเมื่อนำมาเทียบความสัมพันธ์แทนในสมการที่ 4.2 ที่กำหนดค่า L_r แล้วจะเห็นว่าค่า ΔI ก็จะลดลงซึ่งเป็นผลดี ฉะนั้นจึงเลือกค่า L_r เท่ากับ 32 ไมโครเฮนรี่

การหาค่า L_r

การหาค่า L_r จะเริ่มจากการหาค่า D_{eff} ด้วยสมการที่ 4.1 โดยคำนวณจาก $V_{\text{in(mca)}}$ ก่อนคำนวณจนแล้วเสร็จ จึงค่อยตรวจคำตอบที่ สภาวะ $V_{\text{in(max)}}$ และ $V_{\text{in(min)}}$ อีกครั้ง เหตุที่ต้องใช้ $V_{\text{in(mca)}}$ เพราะ V_{in} เป็นตัวกำหนดค่า D_{eff} แล้ว D_{eff} เป็นตัวกำหนดค่า D และค่า D ก็เป็นตัวกำหนดค่า I_{crit} ซึ่งค่า I_{crit} เป็นค่ากระแสที่เริ่มเกิดสภาวะ ZVS โดยกำหนดให้เกิดที่สภาวะครึ่งหนึ่งของภาระเต็มพิกัด ฉะนั้นถ้า V_{in} เปลี่ยนจะทำให้จุดเกิดสภาวะ ZVS เปลี่ยนแปลงคือเกิดก่อนหรือเกิดหลังจากจุดกำหนด ฉะนั้นจะต้องกำหนดจุดกลางไว้ก่อน โดยใช้ $V_{\text{in(mca)}}$ เมื่อคำนวณค่า D_{eff} ได้นำไปแทนในสมการที่ 4.2 ได้ค่า ΔI ซึ่งนำทั้งสองค่าใช้แทนในการคำนวณแบบวน โดยเริ่มจากการสมมุติ D เท่ากับ 0.8 หาค่า I_{crit} ด้วยสมการที่ 4.3 แล้วนำไปแทนค่าในสมการที่ 4.4 ได้ค่า L_r นำ L_r แทนในสมการที่ 4.7 ได้ค่า ΔD นำไปบวกกับ D_{eff} ได้ D_{new} ทำการคำนวณแบบวนซ้ำโดยเริ่มจากค่า D ที่คำนวณจาก D_{new} บวกกับ D เดิมแล้วหารด้วย 2 โดยการคำนวณทั้งหมดนี้สามารถเขียนเป็นแผนผังแสดงขั้นตอนได้ดังรูปที่ 4.3

เมื่อคำนวณแบบวนหลายรอบ จะได้ค่า L_r ที่เหมาะสมออกมาซึ่งค่าที่ได้จะไม่เป็นจำนวนเต็ม ฉะนั้นจะต้องเลือกและกำหนดค่า L_r โดยการปัดให้เป็นทศนิยมหนึ่งตำแหน่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษายเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.3 แผนผังแสดงขั้นตอนการคำนวณหาค่า L_r
 ไม่ว่าจะพิมพ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

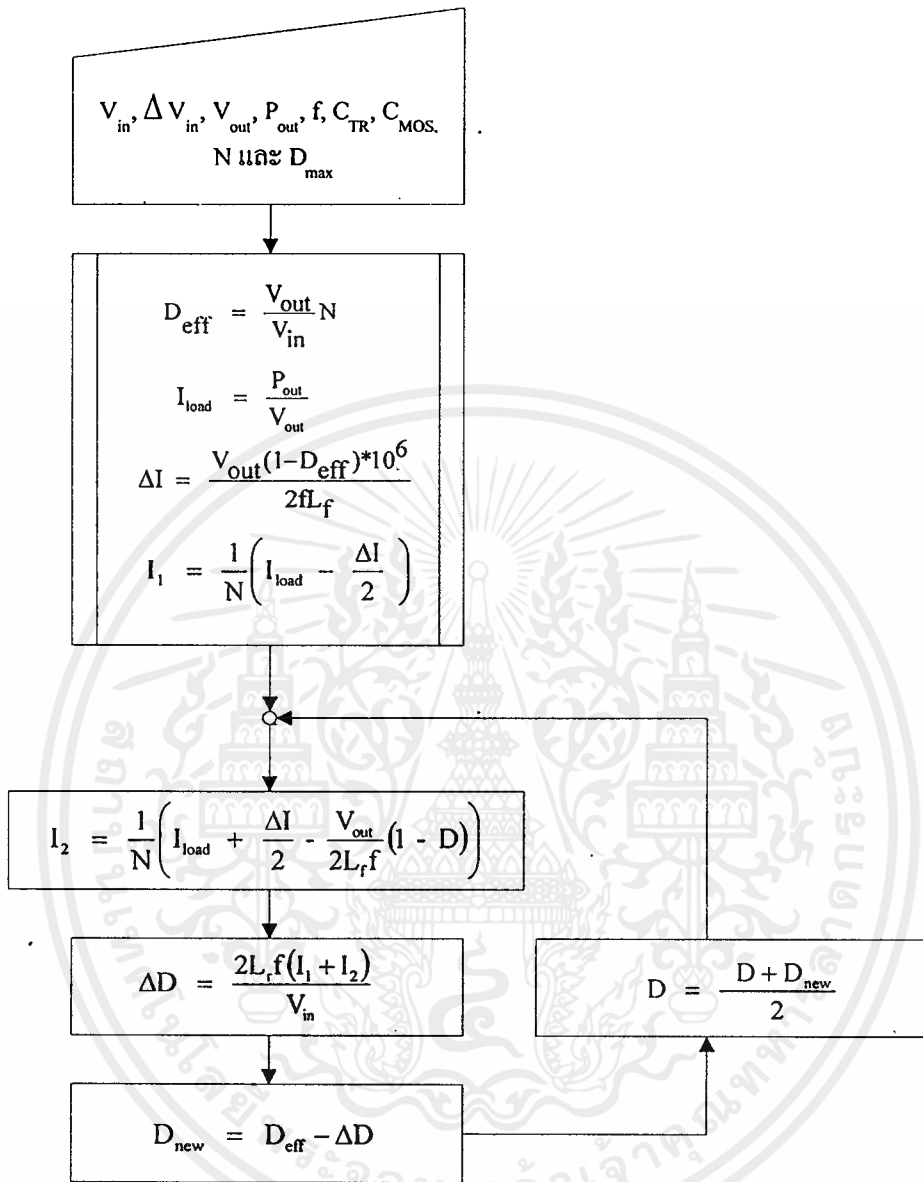
เมื่อนำแผนผังแสดงขั้นตอน มาเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์ ตามภาคผนวก ก โดยได้ผลตามตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ผลการคำนวณหาค่า L_r

Icrit	Lr(uH)	dD	DD
2.778	16.096	0.113	0.713
2.641	17.805	0.123	0.723
2.589	18.531	0.127	0.727
2.57	18.81	0.129	0.729
2.563	18.913	0.13	0.73
2.56	18.951	0.13	0.73
2.559	18.965	0.13	0.73
2.559	18.97	0.13	0.73
2.559	18.971	0.13	0.73
2.559	18.972	0.13	0.73

จากผลการคำนวณบนตารางทำให้เราเลือกค่า L_r เท่ากัน 19 μH

แต่ค่า L_r ที่ได้จะต้องมีการตรวจคำตอบกับสภาวะ $V_{in(max)}$ และ $V_{in(min)}$ เพื่อให้แน่ใจว่า เมื่อแรงดัน V_{in} เปลี่ยนแปลงในค่า N , L_r และ L_r ที่กำหนดจะไม่ทำให้ค่าดีวีดีไซเคิล(D) ที่เกิดจากรวมกันระหว่างค่าสูญเสียควิตซ์ไซเคิล(ΔD)กับค่าประสิทธิผลของควิตซ์ไซเคิล(D_{eff}) มีค่าไม่เกิน 0.8 ซึ่งเป็นค่ามากที่สุดที่ยอมรับได้ โดยวิธีการนี้จะใช้สมการที่ 4.5, 4.6 และ 4.7 จำนวนแบบวนโครงสร้างจะมีลักษณะคล้ายกับวิธีการหาค่า L_r แต่ตัดขั้นตอนการคำนวณหาค่า L_r ออกโดยการคำนวณทั้งหมดนี้สามารถเขียนเป็นแผนผังแสดงขั้นตอนได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 แผนผังแสดงขั้นตอนการหาค่าตอบกับสภาวะ $V_{in(max)}$ และ $V_{in(min)}$

เมื่อนำแผนผังแสดงขั้นตอน มาเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ตามภาคผนวก ก โดยได้ผลดังนี้

at $V_i(max)$ $N_o=3.0000$ $D_{eff}=0.5625$ $L_o=32.0000$ $DD=0.6827$

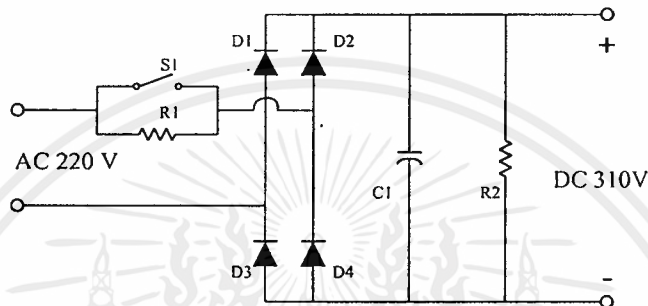
เอกสาร at $V_i(mea)$ $N_o=3.0000$ $D_{eff}=0.6000$ $L_o=32.0000$ $DD=0.7300$ ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่าเอกสาร at $V_i(min)$ $N_o=3.0000$ $D_{eff}=0.6429$ $L_o=32.0000$ $DD=0.7844$ เจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลที่ได้จะเห็นว่าค่าตัวรีโวลต์ของทุกสภาวะ V_{in} มีค่าไม่เกิน 0.8 นั้นแสดงว่าค่า N , L_r และ L_f ที่กำหนดขึ้นถูกต้อง

สรุป ค่า N มีค่าเท่ากับ 3, ค่า L_r มีค่าเท่ากับ 32 ไมโครเฮนรี และค่า L_f มีค่าเท่ากับ 19 ไมโครเฮนรี

4.4 วงจรเรียงกระแส



รูปที่ 4.5 วงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์

กำหนด กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (P_{out}) 1000 W แรงดันไฟสลับอินพุต 220 V ความถี่ 50 Hz และ สมมติประสิทธิภาพ (η) = 80% สามารถหากำลังไฟฟ้าอินพุต (P_{in}) ได้

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{P_{out}}{\eta} \\ &= \frac{1000}{0.8} \\ &= 1250 \text{ W} \end{aligned}$$

จากแรงดันไฟสลับขาเข้า 220 V จะทำให้เกิดแรงดันไฟตรง (V_{in}) ขนาดประมาณ 300 V กระแสไฟตรงเฉลี่ย (I_{dc}) จะเท่ากับ

$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{P_{in}}{V_{in}} \\ &= \frac{1250}{300} \end{aligned}$$

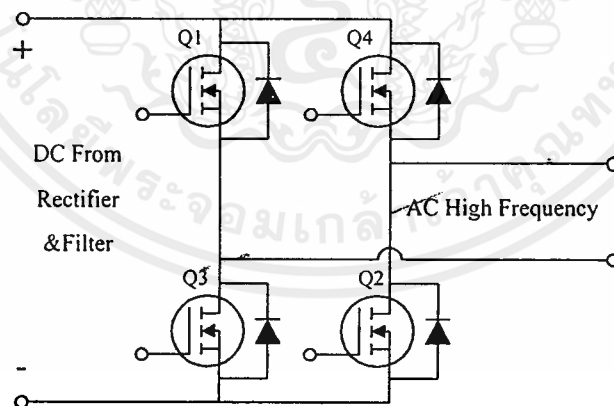
$$= 4.166 \text{ A}$$

คำนวณหาค่าความเก็บประจุ(C_1)ในการกรองแรงดัน โดยกำหนดให้ แรงดันกระเพื่อม ($\Delta V_{r(p-p)}$) ประมาณ 10 %จะมีค่าประมาณ 30 V และที่ความถี่ 50 Hz จะได้ $T=10 \text{ ms}$

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{I_{dc} \Delta t}{\Delta V_{r(p-p)}} & (2.1) \\ &= \frac{I_{dc} T/2}{0.1 V_{in}} \\ &= \frac{4.16 * 20 * 10^{-3}}{0.1 * 300 * 2} \\ &= 0.001389 \cong 1389 \mu\text{F} \end{aligned}$$

สรุป ค่าความเก็บประจุที่เลือกใช้จะต้องมีค่ามากกว่า 1389 μF ที่แรงดันมากกว่า 450 V และไดโอดเรียงกระแสจะต้องมีค่ามากกว่า $1.5I_{dc}$ เท่ากับ 6.25 A ทนแรงดันแรงมากกว่า V_{in}

4.5 วงจรฟูล์บริดจ์อินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.6 วงจรฟูล์บริดจ์อินเวอร์เตอร์

โครงสร้างของวงจรฟูล์บริดจ์อินเวอร์เตอร์ มีลักษณะดังรูปที่ 4.6 ทำงานเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 100 kHz โดยมีการส่งผ่านพลังงานอยู่ในช่วงประสิทธิภาพของคิวดีไอเซิล จากผลการคำนวณเพื่อตรวจสอบคำตอบ

at $V_{i(max)}$ $N_o=3.0000$ $D_{eff}=0.5625$ $L_o=32.0000$ $DD=0.6827$
 at $V_{i(mea)}$ $N_o=3.0000$ $D_{eff}=0.6000$ $L_o=32.0000$ $DD=0.7300$
 at $V_{i(min)}$ $N_o=3.0000$ $D_{eff}=0.6429$ $L_o=32.0000$ $DD=0.7844$

จะมีช่วงประสิทธิภาพของคิวดั๊ไซเคิลมากที่สุดใสภาวะเต็มพิกัด ส่งผลให้อินเวอร์เตอร์นำกระแสสูงสุด($I_{p(max)}$)

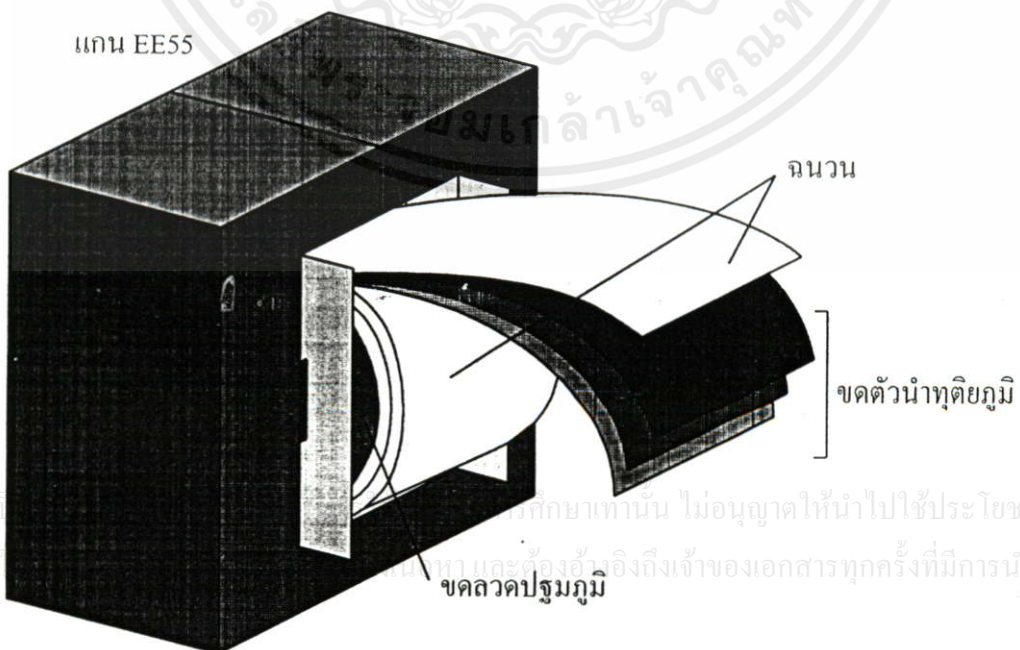
$$I_p = \frac{P_{in}}{D_{eff} V_{in}}$$

At $V_{in(max)}$ $I_p = \frac{1250}{0.5625 * 320} = 6.944 \text{ A}$

At $V_{in(min)}$ $I_p = \frac{1250}{0.6429 * 280} = 6.075 \text{ A}$

สรุป อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง จะต้องทนกระแสขณะสวิตซ์มากกว่า 7 A และสามารถรับแรงดันสูงกว่า V_{in} ในการออกแบบนี้ได้เลือกใช้ออสเฟดกำลัง เบอร์ IRFP 460 ทนกระแส 20Aและทนแรงดันได้ 500 V โดยมีรายละเอียดที่ภาคผนวก ข

4.6 หม้อแปลงความถี่สูง



รูปที่ 4.7 ลักษณะการพันหม้อแปลง

เป็นการออกแบบหม้อแปลงที่รองรับขนาดกำลังข้างต้น ทำงานที่ความถี่(f) 100 kHz โดยใช้แกนขนาด EE55 ซึ่งมีพื้นที่หน้าตัดแกน(A_c) 3.54 และพื้นที่หน้าตัดพันลวด(A_w) 2.5 โดยมีรายละเอียดที่ภาคผนวก ข การคำนวณจำนวนขดลวดด้านปฐมภูมิ (N_p) จากสมการที่ 2.8

$$N_p = \frac{[V_{in(max)} - 2V_{DS(set)}]t_{on} * 10^8}{B_{max} A_c}$$

จากสมการจะเห็นว่า ใช้แรงดัน V_{in} ที่ค่ามากที่สุดนำมาคำนวณ ค่าจำนวนขดลวดด้านปฐมภูมิ เมื่อแรงดัน V_{in} ลดลงจะส่งผลทำให้ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก(B) ลดลง ทำให้หม้อแปลงไม่มีโอกาสอิ่มตัว โดยจะกำหนดค่า B เท่ากับ 1400 G ในลักษณะเดียวกัน ค่า t_{on} จากผลการคำนวณเพื่อเช็คคำตอบใช้ค่า D_{eff} ในการคำนวณ

$$\begin{aligned} t_{on} &= \frac{D_{eff} T}{2} \\ &= \frac{0.7 * 10 \mu s}{2} \\ &= 3.5 \mu s \end{aligned}$$

ส่วนค่า $V_{DS(set)}$ หาจากผลคูณระหว่างกระแสสูงสุดกับค่าความต้านขดลวดนำกระแสของมอดเฟต($r_{DS(ON)}$)เบอร์ที่เลือกใช้

$$\begin{aligned} V_{DS(set)} &= I_p r_{DS(ON)} \\ &= 10.42 * 0.27 \\ &= 2.8134 \text{ V} \end{aligned}$$

ฉะนั้นค่า N_p มีค่าเท่ากับ

$$N_p = \frac{[320 - 2 * 2.8134] * 3.5 \mu * 10^8}{1400 * 3.54}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 1400*3.54 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงหรือหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลของค่า N ที่คำนวณในตอนต้น ทำให้เลือกใช้จำนวนขดลวดปฐมภูมิที่ 24 รอบ เพื่อให้ค่า N ที่มีค่าเท่ากับ 3 ฮาร์ตซ์ตัว เป็นผลให้ขดลวดทุติยภูมิมีค่าเท่ากับ 8 รอบ

จากการคำนวณ ค่ากระแสที่ผ่านขดลวดปฐมภูมิมีค่า 4.166 A และค่ากระแสที่ผ่านขดลวดทุติยภูมิมีค่า 17 A นำค่ากระแสนี้มาเทียบหาขนาดพื้นที่หน้าตัดของตัวนำโดยใช้สัดส่วน 400 circularmils/A หรือ $0.2028 \text{ mm}^2/\text{A}$ ฉะนั้นจะได้

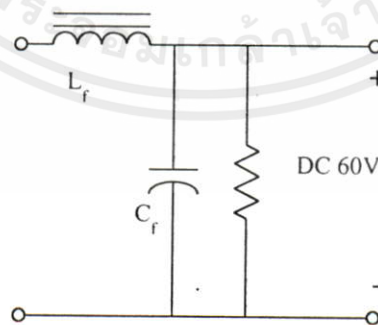
กระแสที่ผ่านขดลวดปฐมภูมิมีค่า $I_p = 4.166 \text{ A}$ ใช้พื้นที่หน้าตัด 0.8448 mm^2

ทำให้เราเลือกใช้ลวด AWG#24 ที่มีพื้นที่หน้าตัด 0.205 mm^2 และมีเส้นผ่าศูนย์กลาง 0.5105 mm ทำให้ไม่มีผลจากสภาวะการนำกระแสที่ผิวตัวนำ จำนวน 5 เส้น ได้พื้นที่หน้าตัดรวม 1.025 mm^2

กระแสที่ผ่านขดลวดทุติยภูมิมีค่า $I_s = 17 \text{ A}$ ใช้พื้นที่หน้าตัด 3.45 mm^2

จากพื้นที่หน้าตัด จะเห็นว่ามิชขนาดใหญ่ ถ้าใช้ลวดตัวที่มีขนาดใหญ่จะทำให้ยากลำบากในการพันและทำให้เกิดสภาวะการนำกระแสที่ผิวตัวนำ นำไปสู่การสูญเสียพลังงานเป็นผลให้เกิดความร้อนขึ้นที่ลวดตัวนำ แต่ถ้าเปลี่ยนไปใช้ลวดตัวนำที่มีขนาดเล็ก ที่เล็กพอไม่ให้เกิดสภาวะการนำกระแสที่ผิวตัวนำ ก็ต้องให้จำนวนเส้นลวดตัวนำมาก ทำให้ไม่สามารถพันขดลวดได้ ฉะนั้นจึงแก้ปัญหานี้โดยเปลี่ยนไปใช้ตัวนำที่เป็นแผ่นบาง โดยในงานวิจัยนี้จะใช้แผ่นทองแดงที่มีความหนา 0.06 mm กว้าง 30 mm (ความกว้างของช่องพันตัวนำของหม้อแปลงแกน EE55 มีค่า 34 mm) ใช้ทั้งหมด 3 แผ่น ซึ่งจะได้พื้นที่หน้าตัด $0.06 \times 30 \times 3 = 3.6 \text{ mm}^2$ และใช้แผ่นฉนวนไมก้าที่มีความหนา 0.18 mm คั่นระหว่างรอบขดพันตัวนำ

4.7 การพัน L_p , L_s และ C ด้านเอาต์พุต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 4.8 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ติดต่อแบบสงวนเนื้อหา และต้องขอ อนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_r , L_r

L_r ; ต้องการค่า $32 \mu\text{H}$ ที่ 17 A

- พิจารณาเลือกวัสดุที่เหมาะสมจากภาคผนวก ข พิจารณาวัสดุ -26, -28 และ -40
- คำนวณพลังงานสะสม ($\frac{1}{2} LI^2$)

$$\begin{aligned} \text{จาก } \frac{1}{2} LI^2 &= \frac{1}{2} (32) (17)^2 \\ &= 4624 \mu\text{J} \end{aligned}$$

- เลือกขนาดของแกนและรูปแบบ เราจะเลือกวัสดุ-26 ซึ่งจะแสดงพลังงานสะสมดังกราฟในภาคผนวก ข ดังนั้นขนาดของแกน toroid ชนิด T106

- คำนวณจำนวนรอบ จากกราฟในภาคผนวก ข จะบอกว่าแกน T106 จะต้องการ 600 ampere-turn เพื่อที่จะผลิต $4624 \mu\text{J}$ ดังนั้น

$$NI = 600$$

$$N = 600/17 = 32.29 \text{ รอบ} \cong 33 \text{ รอบ}$$

- การคำนวณขนาดของลวด ซึ่งในกรณีของ T106 นี้ ใช้ลวด AWG#19 จำนวน 5 เส้นพัน จำนวน 33 รอบ

L_r ; ต้องการค่า $19 \mu\text{H}$ ที่ 10.42 A

- พิจารณาเลือกวัสดุที่เหมาะสมภาคผนวก ข จะพิจารณาวัสดุ -26, -25 และ -40
- คำนวณพลังงานสะสม ($\frac{1}{2} LI^2$)

$$\begin{aligned} \text{จาก } \frac{1}{2} LI^2 &= \frac{1}{2} (19) (10.42)^2 \\ &= 1031.5 \mu\text{J} \end{aligned}$$

- เลือกขนาดของแกนและรูปแบบ เราจะเลือกวัสดุ-26 ซึ่งจะแสดงพลังงานสะสมดังกราฟในภาคผนวก ข ดังนั้นขนาดของแกน toroid ชนิด T106

- คำนวณจำนวนรอบ จากกราฟในภาคผนวก ข จะบอกว่าแกน T106 จะต้องการ 220 ampere-turn เพื่อที่จะผลิต $1031.5 \mu\text{J}$ ดังนั้น

$$NI = 220$$

$$N = 220/10.42 = 21.11 \text{ รอบ}$$

- การคำนวณขนาดของลวด ซึ่งในกรณีของ T106 นี้ ใช้ลวด AWG#24 จำนวน 5 เส้นพัน จำนวน 22 รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม การคำนวณ ค่าความถี่ประจุของวงจรกรองแรงดัน (C)

ที่ $V_{\text{ripple}} 1\%$ ของแรงดันเอาต์พุต 60 V จะได้ $V_{\text{ripple}} = 0.6 \text{ V}$

$$\begin{aligned}
 C &= \frac{I_{\text{in}} \times t_{\text{off(max)}}}{V_{\text{ripple}}} \\
 &= \frac{17 \times 2.8 \times 10^{-6}}{0.6} \\
 &= 79.33 \mu\text{F}
 \end{aligned}$$

เลือกใช้ ตัวเก็บประจุขนาด 10 μF 100 V ขนาดกัน 10 ตัวเพื่อลดค่าความต้านทาน ESR

4.8 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

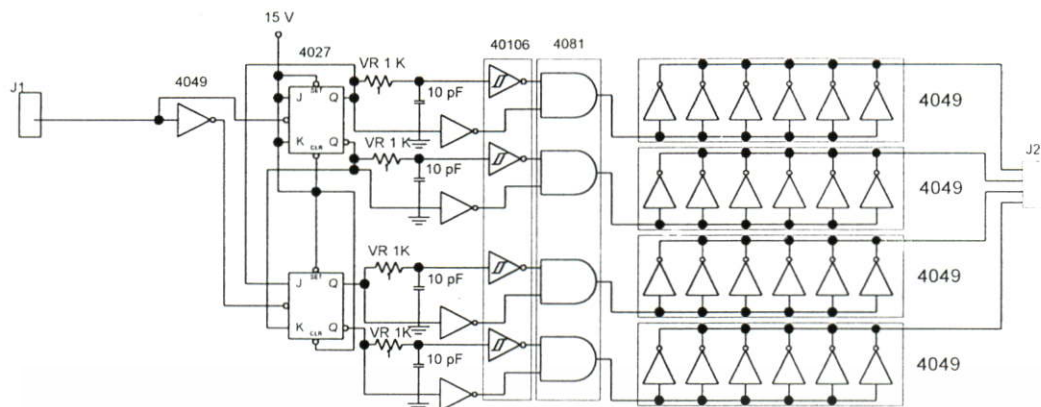
การควบคุมจะควบคุมในโหมดแรงดัน จะเลือกใช้ไอซีเบอร์ TL494 สามารถกำหนดคาบเวลาได้ที่ค่าของ R_1 และ C_1 ตามสมการ

$$T = \frac{R_1 C_1}{1.1}$$

กำหนด $C_1 = 1000 \text{ pF}$

$$\begin{aligned}
 R_1 &= \frac{1.1}{C_1 f} \\
 &= \frac{1.1}{1000 \times 10^{-12} \times 100 \times 10^3} \\
 &= 1.1 \times 10^4 \Omega = 11 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

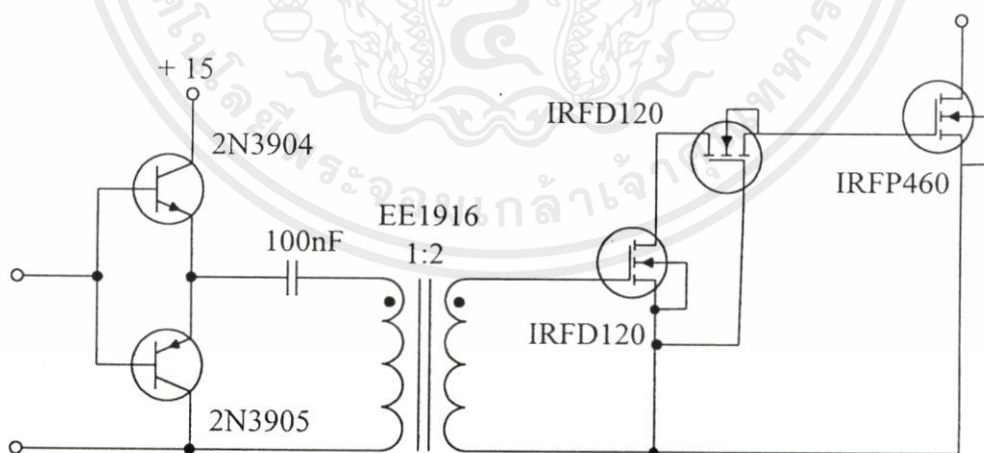
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 วงจรเลื่อนเฟส

4.10 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

เมื่อรับสัญญาณที่ถูกเลื่อนเฟสจากชุดที่มีการปรับระดับสัญญาณแล้วนั้น สัญญาณที่ได้จะผ่านเข้าขาเบสของทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2N 3904 และ 2N 3905 ต่อกันในลักษณะพหุพล สัญญาณที่ได้จะคัปปลิ่งผ่านคาปาซิเตอร์ ขนาด 100 nF ชนิดไมลา และจะใช้การขับมอสเฟตให้นำกระแสด้วยหม้อแปลง แกน EE19-16 และสัญญาณที่ได้จากขดทุติยภูมิ จะผ่านมอสเฟตเบอร์ IRFD 120 จากนั้นจะถูกส่งต่อเข้าขาเกตของมอสเฟต ทำให้มอสเฟตนำกระแส ดังแสดงในรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบในบทนี้ทำให้ได้ค่าอัตราส่วนของหม้อแปลงมีค่าเท่ากับ 3 ค่าความเหนี่ยวนำเพื่อสะสมพลังงาน(L)มีค่าเท่ากับ 19 ไมโครเฮนรี่ และค่าความเหนี่ยวนำกรองแรงดันด้านเอาต์พุต(L)มีค่าเท่ากับ 32 ไมโครเฮนรี่ ซึ่งเป็นค่าอุปกรณ์ที่มีความสำคัญที่ทำให้เกิดสถานะสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ จากการออกแบบและกำหนดค่าของอุปกรณ์ดังกล่าว ได้ทำการจัดสร้างและทำการทดสอบ ทำให้ได้ผลการทดสอบในบทต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

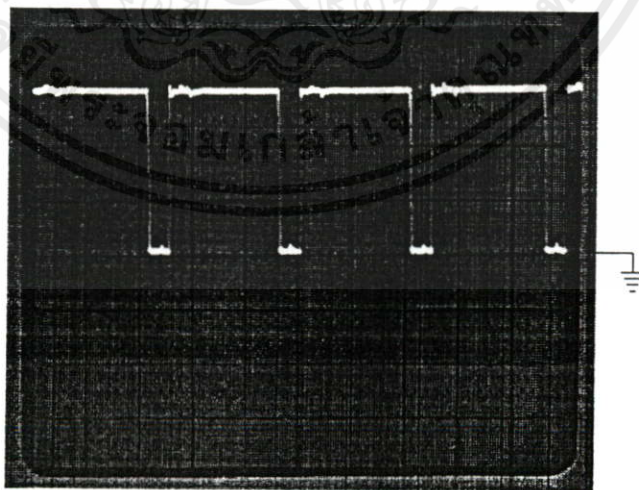
บทที่ 5

การทดสอบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

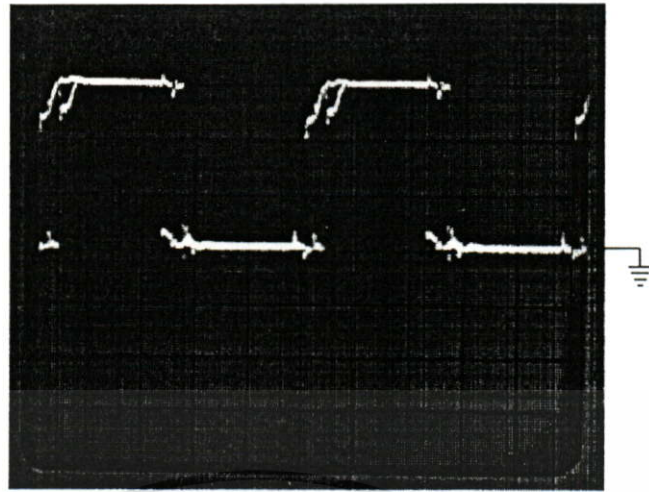
5.1 ผลการทดสอบรูปสัญญาณแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

จากการทดสอบโดยรับภาระที่ค่าต่างๆ สามารถวัดรูปสัญญาณออกมาได้ในแต่ละพีกัด โดยจะวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆเช่น รูปสัญญาณแรงดันทางด้านปฐมภูมิ รูปสัญญาณแรงดันทางด้านทุติยภูมิ รูปสัญญาณกระแสทางด้านปฐมภูมิ รูปสัญญาณ PWM โดยอธิบายตามลำดับดังนี้

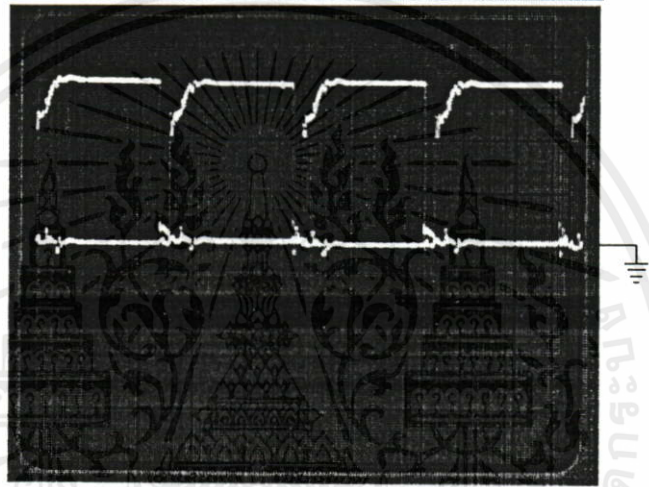
ในรูปที่ 5.1 ถึงรูปที่ 5.3 เป็นรูปสัญญาณในภาคควบคุม เริ่มจากสัญญาณ PWM ที่ได้จากการรวมสัญญาณสองช่องสัญญาณ ของไอซี TL494 เข้าด้วยกันทำให้มีความถี่เป็น 200 kHz ดังแสดงใน รูปที่ 5.1 จากนั้นนำสัญญาณที่ได้จาก PWM เข้าวงจรเลื่อนเฟสเพื่อจัดสัญญาณให้มีความแตกต่างกันเป็นสี่สัญญาณ เพื่อใช้ในการขับมอสเฟตกำลังแต่ละตัว โดยความแตกต่างกันนั้นได้ทำการเปรียบเทียบในรูปที่ 5.2 โดยรูปที่ 5.2-ก จะเป็นสัญญาณขับมอสเฟตตัวที่ 1 และตัวที่ 2 จะสังเกตเห็นว่ามีช่วงเวลาที่นำกระแสพร้อมกันมาก ต่างจากรูปที่ 5.2-ข เป็นสัญญาณขับมอสเฟตตัวที่ 1 และตัวที่ 3 สังเกตเห็นว่าสัญญาณขับทั้งสองต่างไม่มีช่วงเวลาที่ทับกันเลย ส่วนรูปที่ 5.2-ค เป็นสัญญาณขับมอสเฟตตัวที่ 1 และตัวที่ 4 จะมีช่วงเวลากำนำกระแสพร้อมกันเล็กน้อย เป็นช่วงการเกิดสวิตช์ที่แรงดันศูนย์



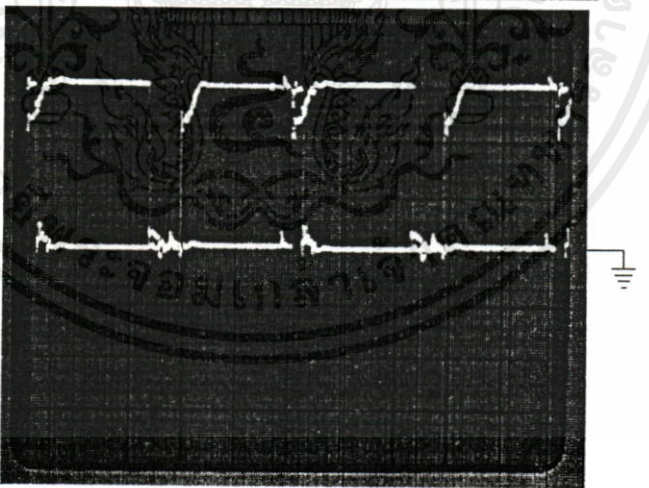
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 5.1 สัญญาณ PWM(5V/div,2 μ s/div) และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก)



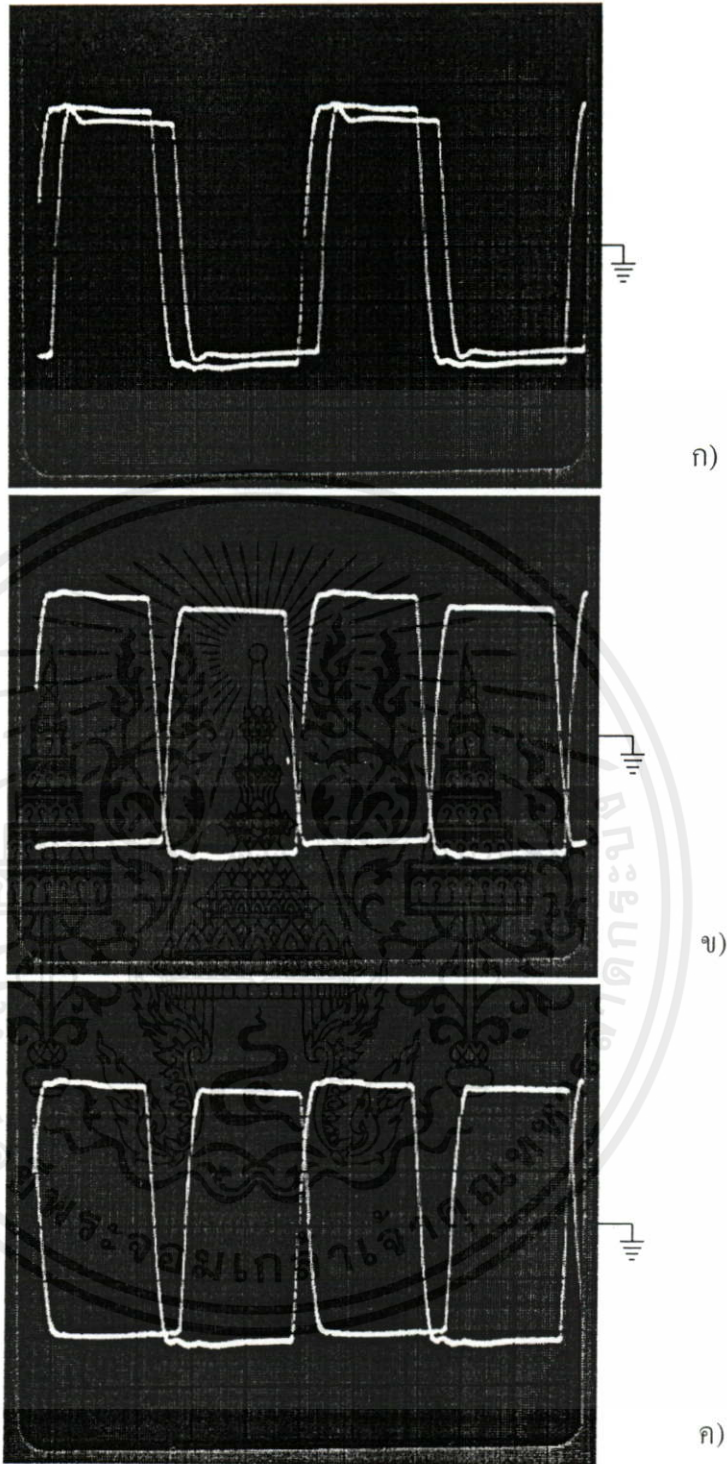
ข)



ค)

รูปที่ 5.2 สัญญาณเลื่อนเฟส(5V/div,2 μ s/div)

- เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้นอีกทั้งการนำเอกสารไปเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
- ก) สัญญาณเลื่อนเฟส 1-2
 - ข) สัญญาณเลื่อนเฟส 1-3
 - ค) สัญญาณเลื่อนเฟส 1-4



รูปที่ 5.3 สัญญาณขั้วเกตมอสเฟต(5V/div,2 μ s/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสาร) สัญญาณขั้วมอสเฟตตัวที่ 1 และ 2 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น) สัญญาณขั้วมอสเฟตตัวที่ 1 และ 3 ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค) สัญญาณขั้วมอสเฟตตัวที่ 2 และ 4

เมื่อนำสัญญาณที่แตกต่างกันจากวงจรเลื่อนเฟสผ่านวงจรจับเกท สัญญาณที่ขาเกตของมอสเฟตแต่ละตัว ได้แสดงและเปรียบเทียบในรูปที่ 5.3 โดยมีความสัมพันธ์เช่นเดียวกับสัญญาณรูปที่ 5.2

รูปที่ 5.4 ถึง รูปที่ 5.11 ในแต่ละรูปเป็นรูปสัญญาณสามสัญญาณที่เกิดขึ้นในสภาวะเดียวกันเป็นสัญญาณของแรงดันด้านปฏุมุมของหม้อแปลงค่าที่สูง กระแสด้านปฏุมุมของหม้อแปลงค่าที่สูงและแรงดันด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงค่าที่สูง โดยวัดที่สภาวะ 3.88%(42.2W) 10.29%(108.0W) 18.53%(192.5W) 47.94%(489.8W) 58.82%(600.0W) 70.59%(712.8W) 88.24%(888.0W) และ 100%(1001.3W) ของพิกัด ตามลำดับ

ในรูปที่ 5.4 ถึง รูปที่ 5.6 เป็นสภาวะที่มีการรับภาระน้อยจึงทำให้ไม่เห็นความแตกต่างระหว่างแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์กับสัญญาณในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งทั่วไป

ในรูปที่ 5.7 จะเห็นว่า กระแสด้านปฏุมุมของหม้อแปลง ช่วงเปลี่ยนจากลูกคลื่นลบเป็นลูกคลื่นบวกจะมีลักษณะเป็นเส้นตรง เป็นผลจากค่าเหนี่ยวนำที่จะทำให้เกิดสภาวะสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ แต่จากรูปสัญญาณของแรงดันด้านปฏุมุมของหม้อแปลงจะมีลักษณะแรงดันเป็นยอดแหลมในช่วงเวลานี้ แต่ยอดคลื่นมีค่าไม่ถึงค่าแรงดันไฟตรงอินพุท ทำให้ยังไม่เกิดสภาวะสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์

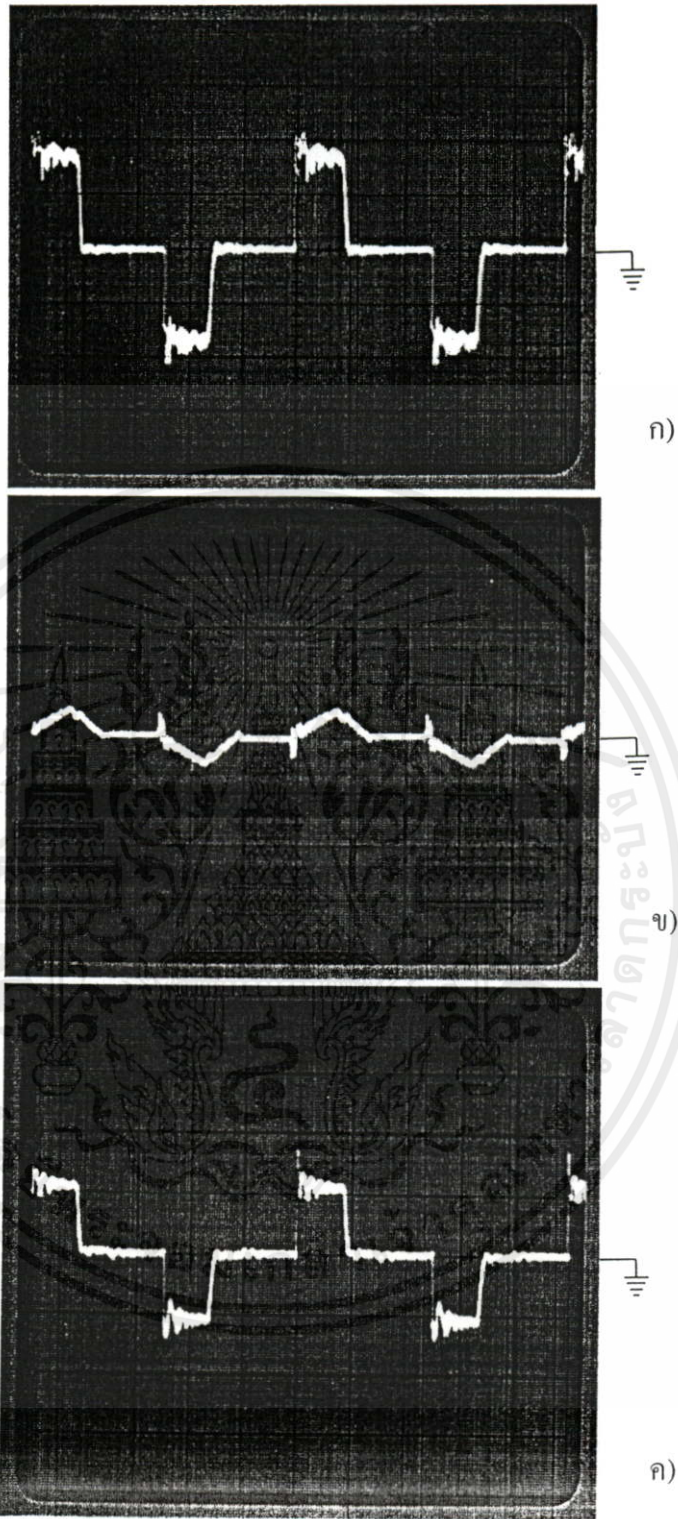
ในรูปที่ 5.8 ถึง รูปที่ 5.11 รูปคลื่นของกระแสด้านปฏุมุมของหม้อแปลง ช่วงเปลี่ยนจากลูกคลื่นลบเป็นลูกคลื่นบวกจะมีลักษณะเป็นเส้นตรงเช่นเดิม และรูปสัญญาณของแรงดันด้านปฏุมุมของหม้อแปลง จะมียอดคลื่นถึงค่าแรงดันไฟตรงอินพุท ทำให้ยังเกิดสภาวะสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์

จุดที่สังเกตอีกจุดหนึ่งในรูปที่ 5.8 ถึง รูปที่ 5.11 ที่รูปสัญญาณของแรงดันด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง จะเห็นว่าในช่วงกระแสด้านปฏุมุมของหม้อแปลงเปลี่ยนจากลูกคลื่นลบเป็นลูกคลื่นบวก ซึ่งเป็นช่วงสะสมพลังงานและทำให้ยังเกิดสภาวะสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์นั้น จะเห็นว่าไม่มีค่าแรงดันในช่วงนี้ด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง และส่งผลให้ช่วงเวลาการส่งพลังงานมีค่าน้อยลง

ในรูปที่ 5.12 เป็นสัญญาณที่ผ่านวงจรเรียงกระแสความถี่สูง ก่อนผ่านวงจรกรองแรงดันแบบ LC ในภาคเอาต์พุท จากรูปจะเห็นว่าเมื่อรับภาระสูงขึ้น รูปสัญญาณจะมีลักษณะเหมือนเดิมตั้งแต่รับภาระ 12.94%(134.9W)

ในรูปที่ 5.13 ได้จากผลของสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแรงดันแบบ LC ในภาคเอาต์พุท ซึ่งจะได้แรงดันไฟกระแสตรง ในรูปเป็นแรงดันกระแสของแรงดันไฟกระแสตรง จะเห็นว่ามีความน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าแรงดันไฟกระแสตรง

ในรูปที่ 5.14 เป็นสัญญาณกระแสที่ชดว่งจรเรียงกระแสและกรองแรงดัน จ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับด้านอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์ จากรูปสัญญาณจะเห็นว่ากระแสไหลตามจังหวะการปิดเปิดของภาคอินเวอร์เตอร์ในชดว่งจรคอนเวอร์เตอร์ และเมื่อมีการจ่ายกำลังมากขึ้นการไหลของกระแสมีค่ามากขึ้นอย่างชัดเจน

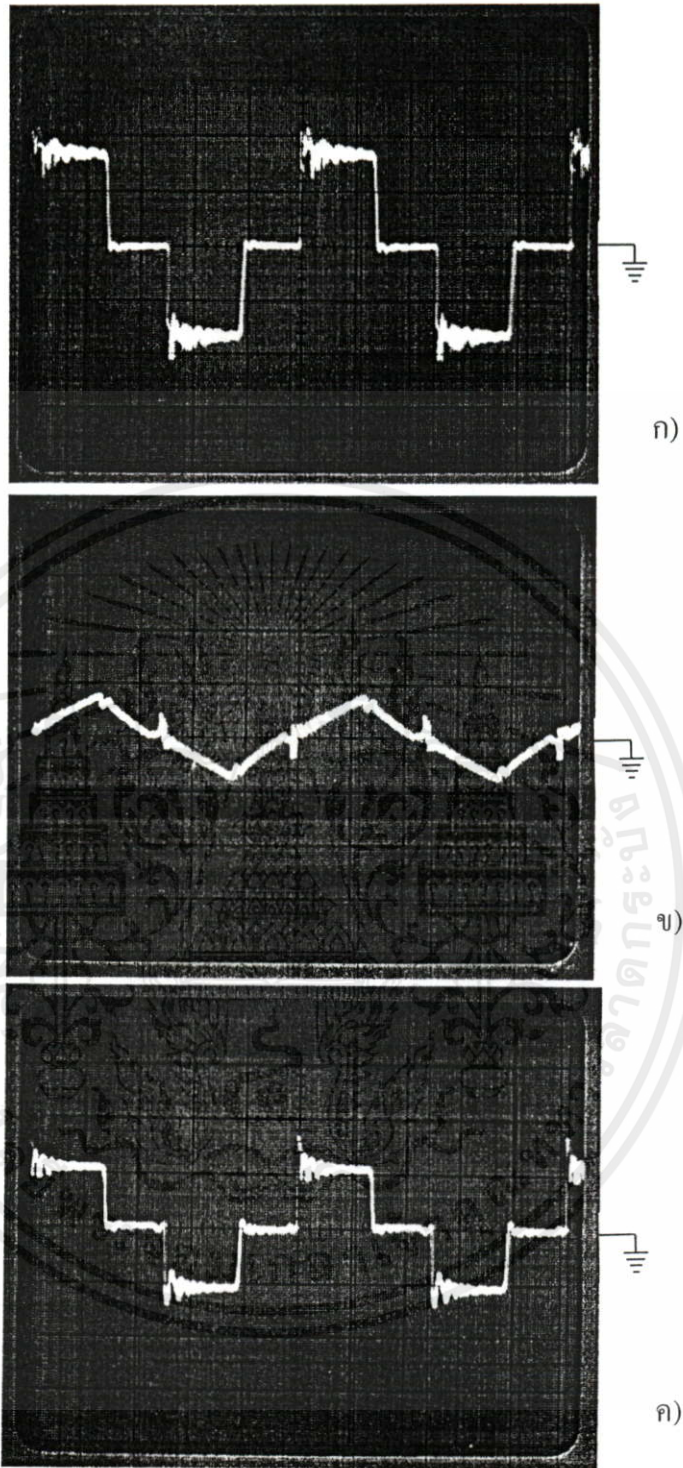


รูปที่ 5.4 สัญญาณที่ภาระโหลด 4.24 % (42.42 watts) เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ก) สัญญาณแรงดันด้านปฐมภูมิ (200 V/div, 2 μ s/div) ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข) สัญญาณกระแสด้านปฐมภูมิ (4 A/div, 2 μ s/div)

ค) สัญญาณแรงดันด้านทุติยภูมิ (100 V/div, 2 μ s/div)



รูปที่ 5.5 สัญญาณที่ภาระโหลด 10.75 % (107.51 watts)

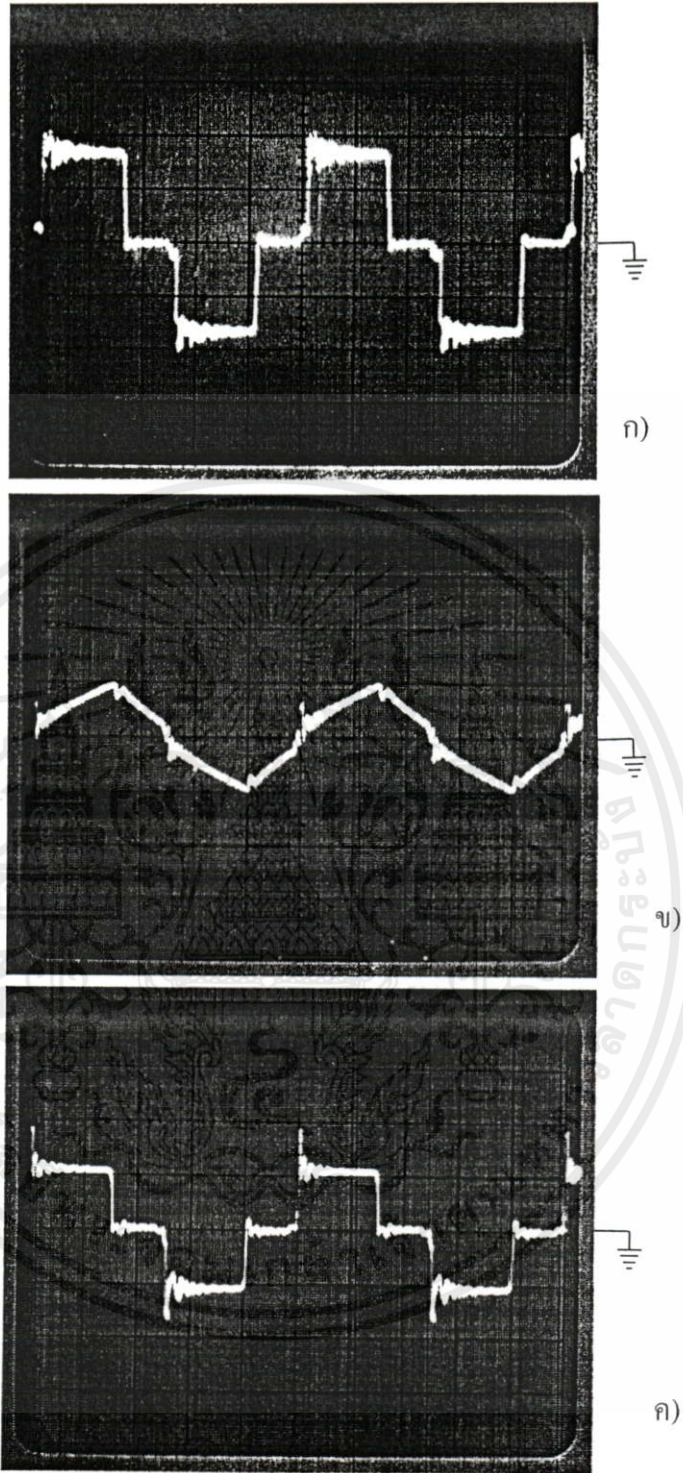
ก) สัญญาณแรงดันค่านปรุุมภูมิ (200 V/div, 2 μ s/div)

ข) สัญญาณกระแสค่านปรุุมภูมิ (4 A/div, 2 μ s/div)

ค) สัญญาณแรงดันค่านทุคยภูมิ (100 V/div, 2 μ s/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น มีอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ขอสงวนสิทธิ์ในสิ่งที่ปรากฏในเอกสารนี้ ขอสงวนสิทธิ์ในสิ่งที่ปรากฏในเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 สัญญาณที่ภาระโหลด 19.23 % (192.32 watts)

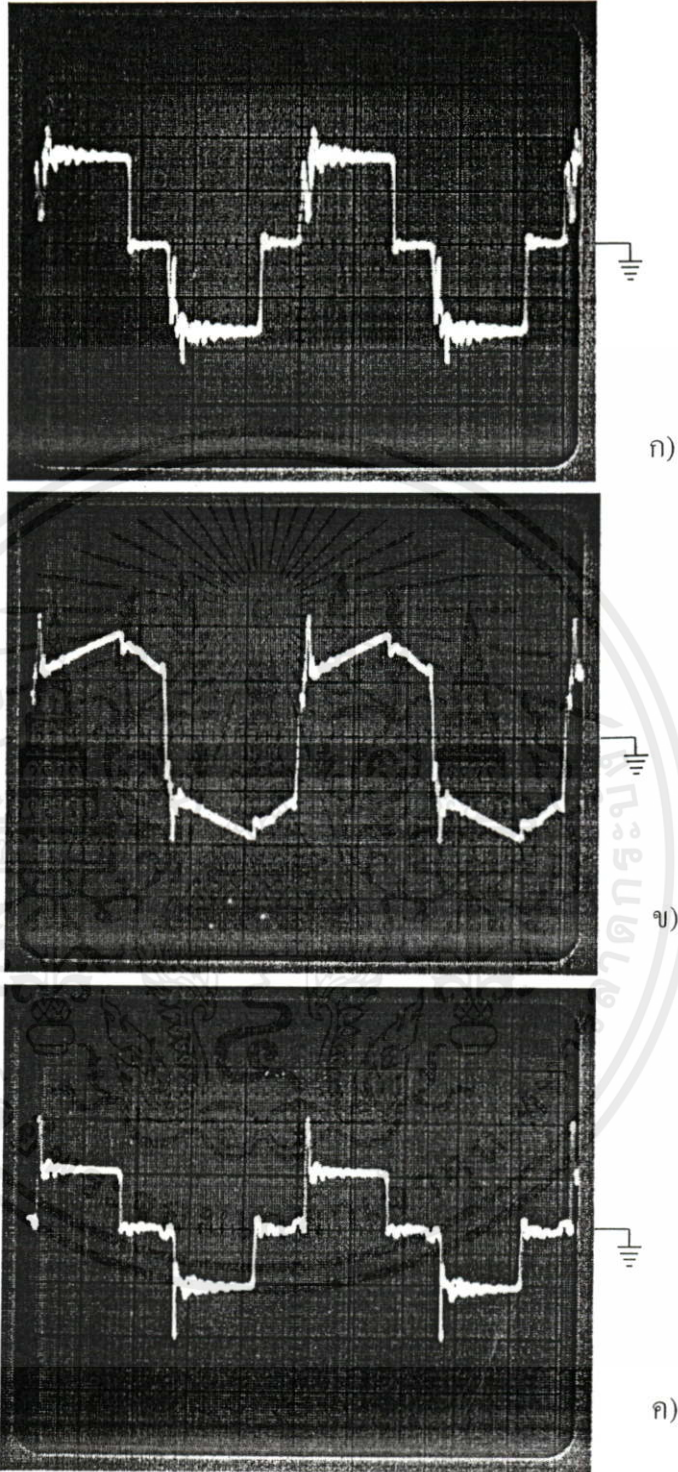
ก) สัญญาณแรงดันด้านปฐมภูมิ (200 V/div, 2 μ s/div)

ข) สัญญาณกระแสด้านปฐมภูมิ (4 A/div, 2 μ s/div)

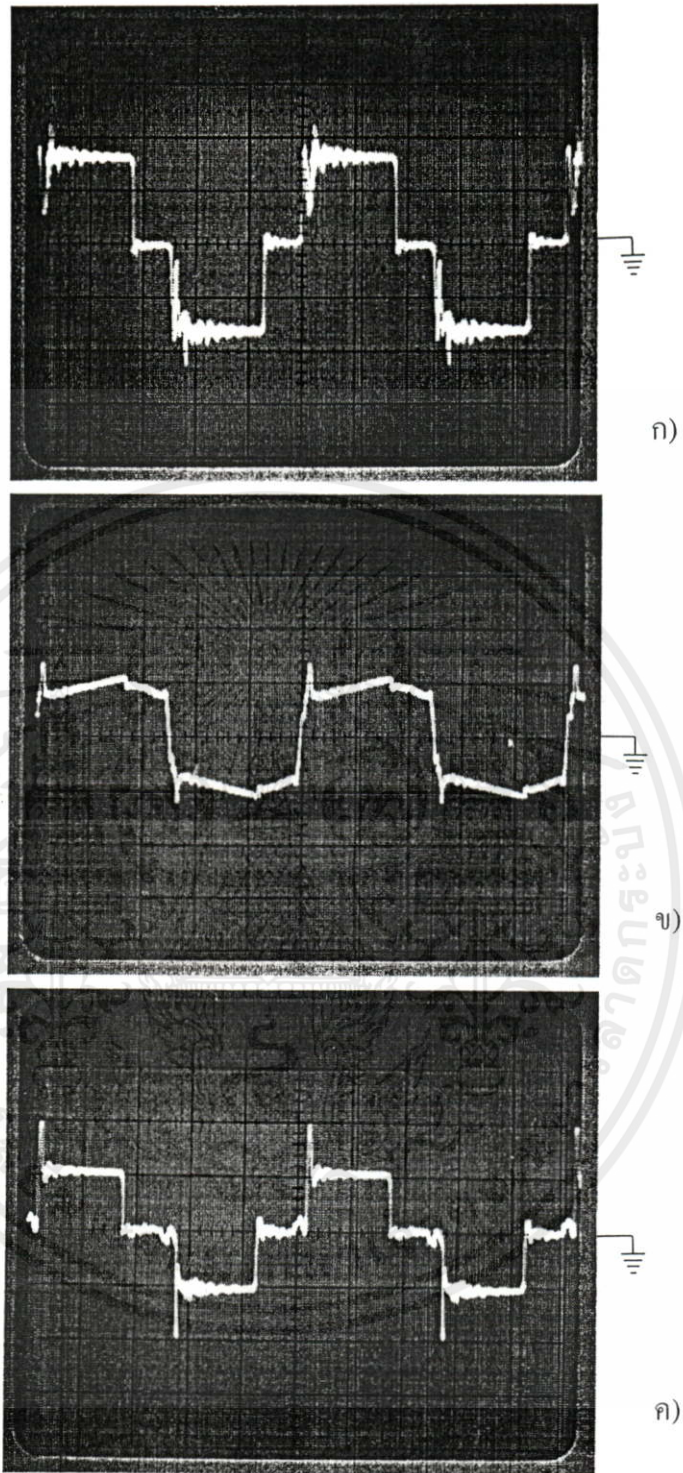
ค) สัญญาณแรงดันด้านทุติยภูมิ (100 V/div, 2 μ s/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การเป็นเจ้าของเพื่อการศึกษาดูงาน มีอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกสิ่งนี้ออกไปและต้องขออนุญาตเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

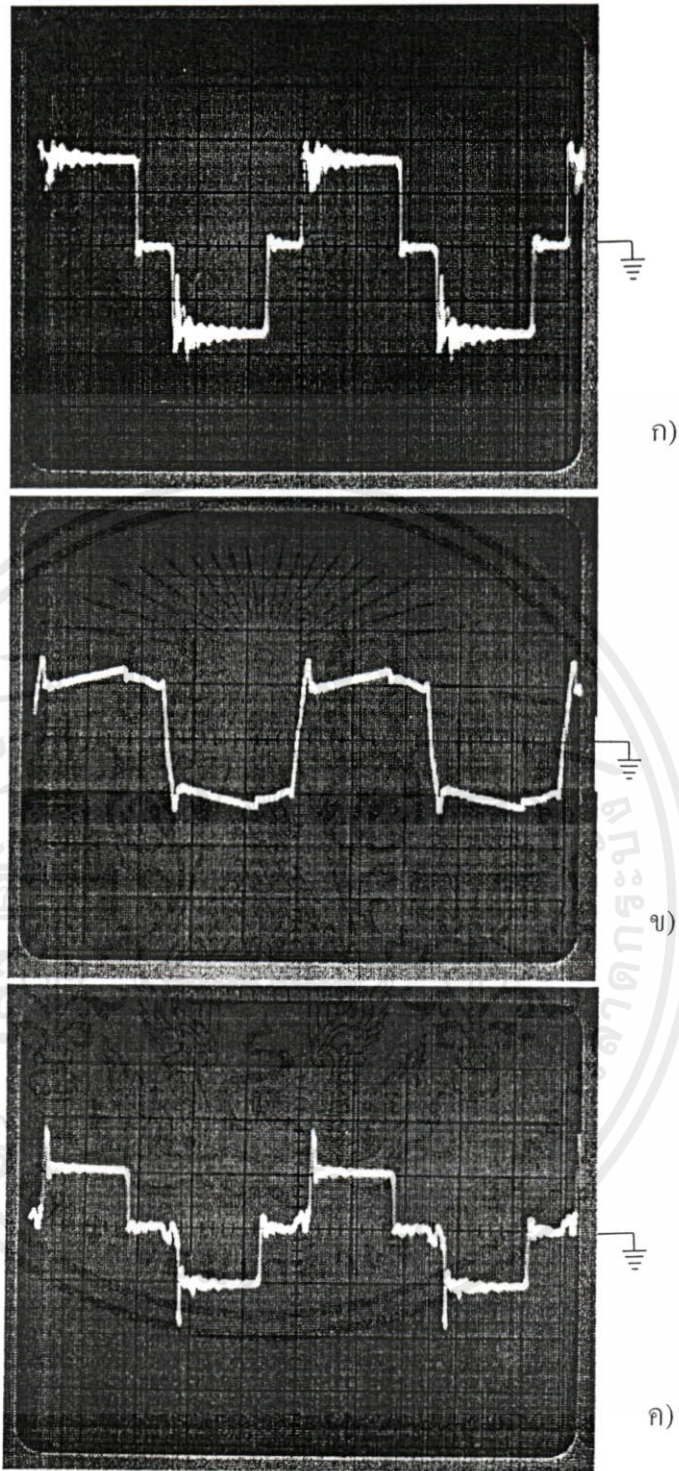


รูปที่ 5.7 สัญญาณที่ภาระโหลด 48.96 % (489.60 watts)
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีเมลห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 ก) สัญญาณแรงดันด้านปฐมภูมิ (200 V/div, 2 μ s/div)
 ข) สัญญาณกระแสด้านปฐมภูมิ (4 A/div, 2 μ s/div)
 ค) สัญญาณแรงดันด้านทุติยภูมิ (100 V/div, 2 μ s/div)



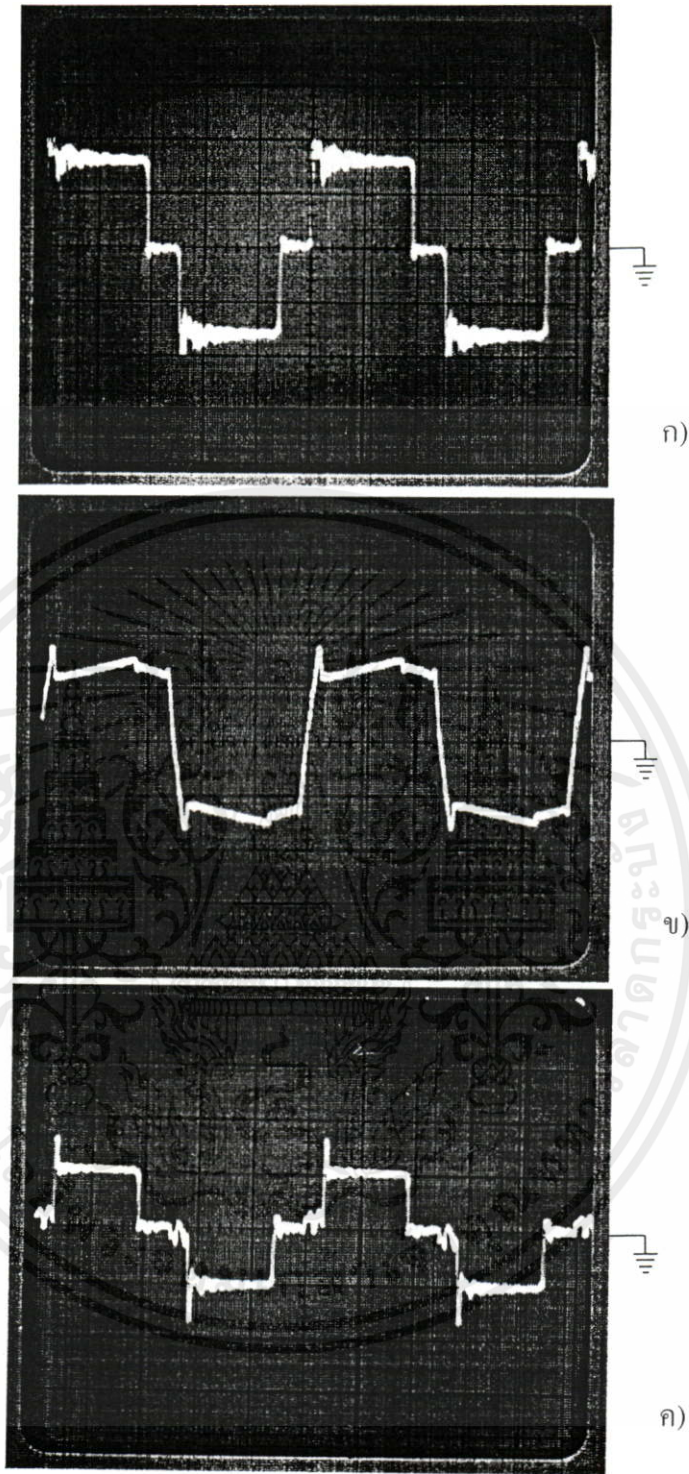
รูปที่ 5.8 สัญญาณที่ภาระ โหลด 59.90 % (599.00 watts)

- เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการฝึกอบรม มีอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น
- ก) สัญญาณแรงดันคั่นด้านปฐมภูมิ (200 V/div, 2 μ s/div)
- ข) สัญญาณกระแสคั่นด้านปฐมภูมิ (8 A/div, 2 μ s/div)
- ค) สัญญาณแรงดันคั่นด้านทุติยภูมิ (100 V/div, 2 μ s/div)



รูปที่ 5.9 สัญญาณที่ภาระโหลด 71.76 % (717.60 watts)

- เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น มีอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น
- ก) สัญญาณแรงดันด้านปฐมภูมิ (200 V/div, 2 μ s/div) เจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
- ข) สัญญาณกระแสด้านปฐมภูมิ (8 A/div, 2 μ s/div)
- ค) สัญญาณแรงดันด้านทุติยภูมิ (100 V/div, 2 μ s/div)



รูปที่ 5.10 สัญญาณที่ภาระโหลด 89.40 % (894 watts)

ก) สัญญาณแรงดันด้านปฐมภูมิ (200 V/div, 2 μ s/div)

ข) สัญญาณกระแสด้านปฐมภูมิ (8 A/div, 2 μ s/div)

ค) สัญญาณแรงดันด้านทุติยภูมิ (100 V/div, 2 μ s/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



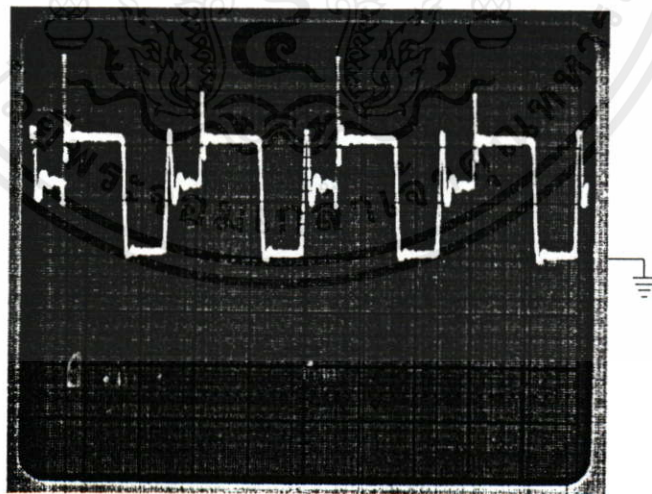
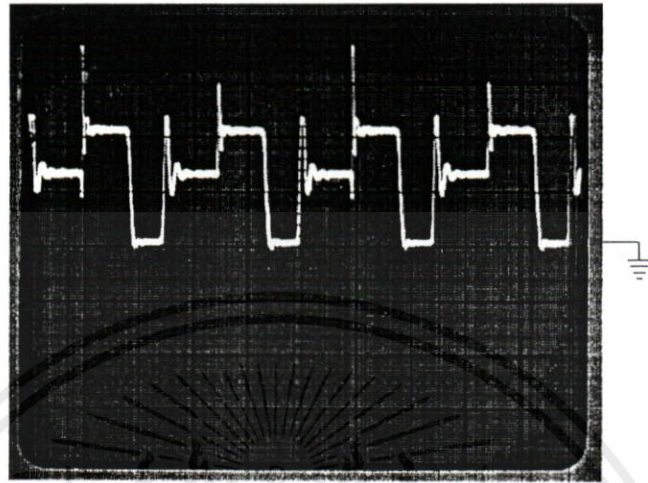
รูปที่ 5.11 สัญญาณที่ภาระโหลด 101.15 % (1011.50 watts)

ก) สัญญาณแรงดันด้านปฐมภูมิ (200 V/div, 2 μ s/div)

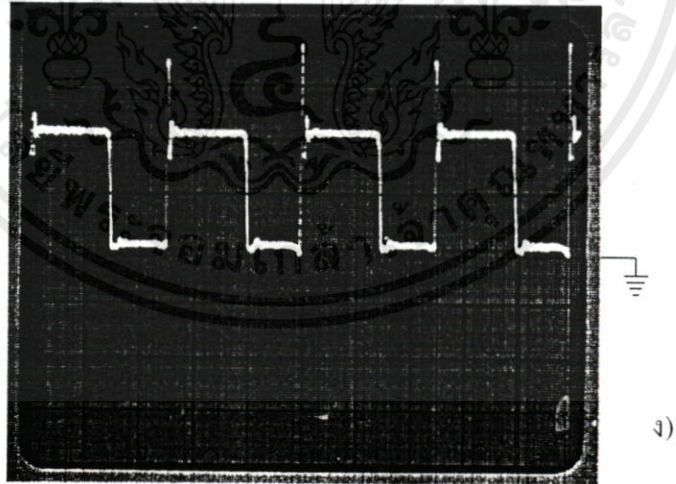
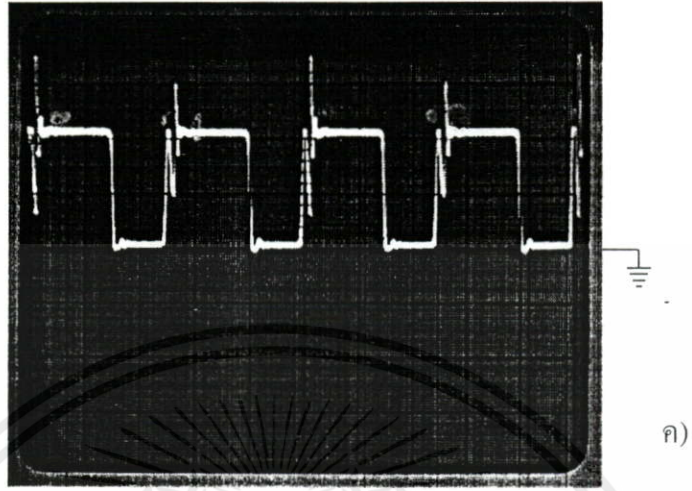
ข) สัญญาณกระแสด้านปฐมภูมิ (8 A/div, 2 μ s/div)

ค) สัญญาณแรงดันด้านทุติยภูมิ (100 V/div, 2 μ s/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้นำข้อมูลไปเผยแพร่และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารรูปที่ 5.12 สัญญาณที่ผ่านวงจรเรียงกระแสด้านเอาต์พุตนั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ก) ที่สภาวะโหลด 4.24 % (42.42 watts), 50 V/div, 2 μ s/div
ข) ที่สภาวะโหลด 7.67 % (76.71 watts), 50 V/div, 2 μ s/div



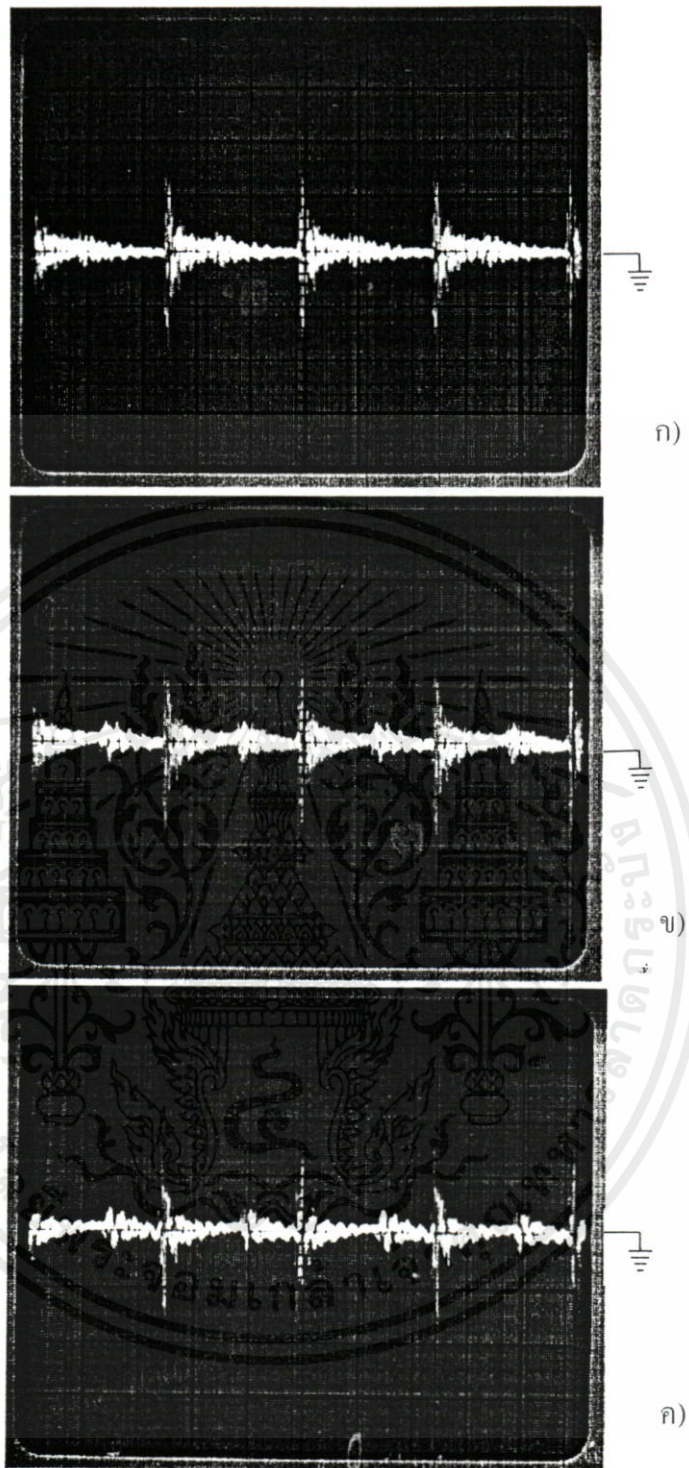
รูปที่ 5.12 (ต่อ) สัญญาณที่ผ่านวงจรเรียงกระแสด้านเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ค) ที่สถานะโหลด 10.75 % (107.51 watts), 50 V/div, 2 μ s/div)

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น กรุณาแจ้งให้ชัดเจนก่อนใช้งาน และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง) ที่สถานะโหลด 13.48 % (134.85 watts), 50 V/div, 2 μ s/div)



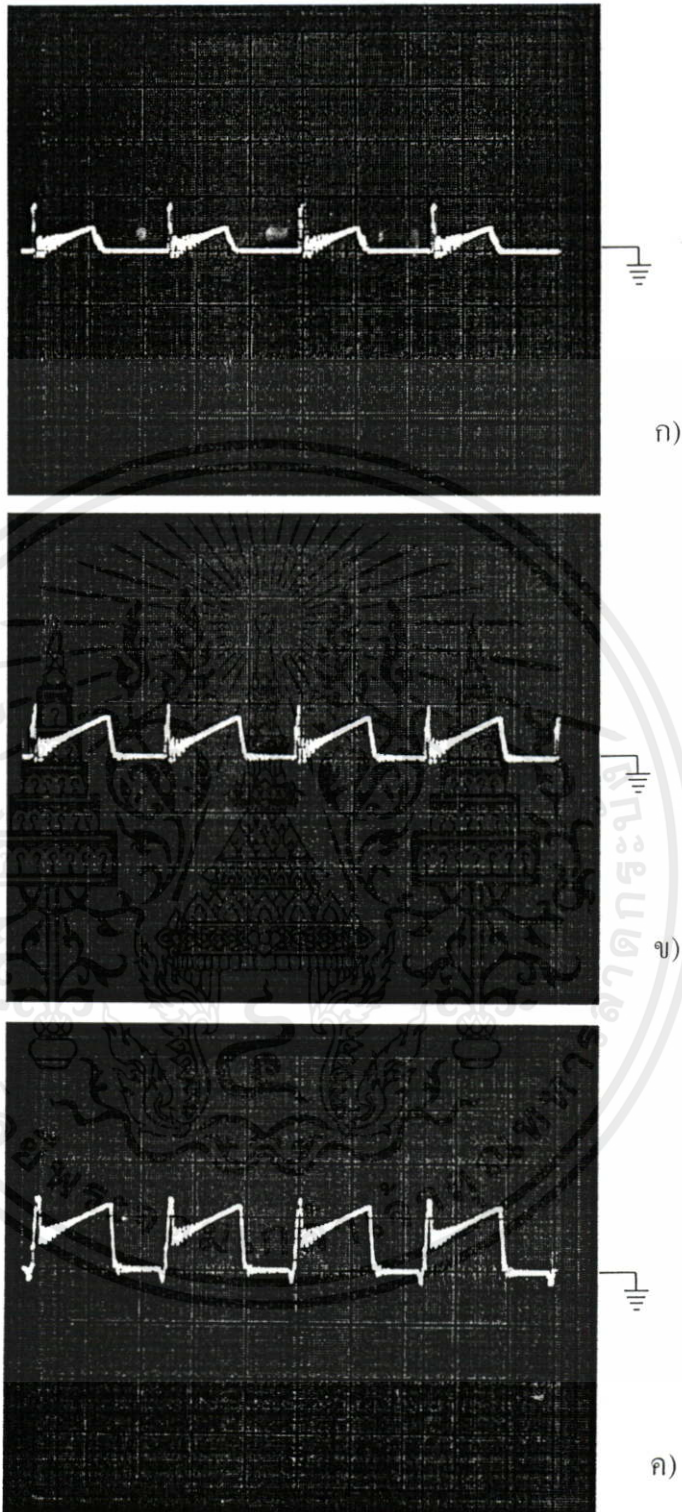
รูปที่ 5.13 สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุต

ก) ที่สภาวะ โหลด 4.24 % (42.42 watts) , 1 V/div, 2 μ s/div)

ข) ที่สภาวะ โหลด 10.75 % (107.51 watt) , 1 V/div, 2 μ s/div)

ค) ที่สภาวะ โหลด 19.23 % (192.32 watts) , 1 V/div, 2 μ s/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ถ้าหากท่านให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

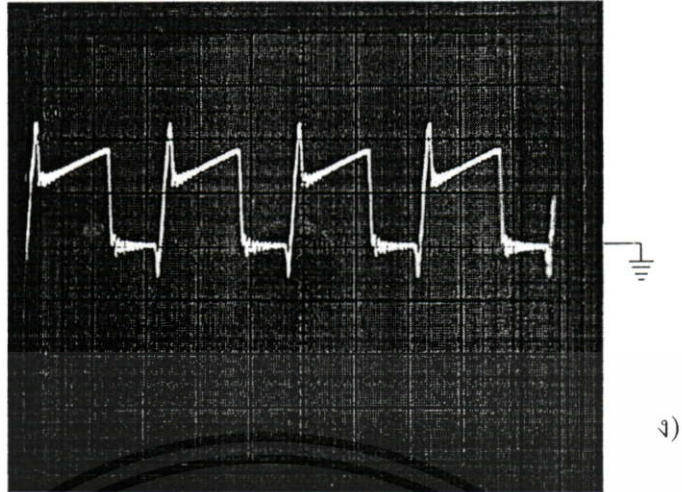


รูปที่ 5.14 สัญญาณกระแสตรงด้านอินพุทของคอนเวอเตอร์

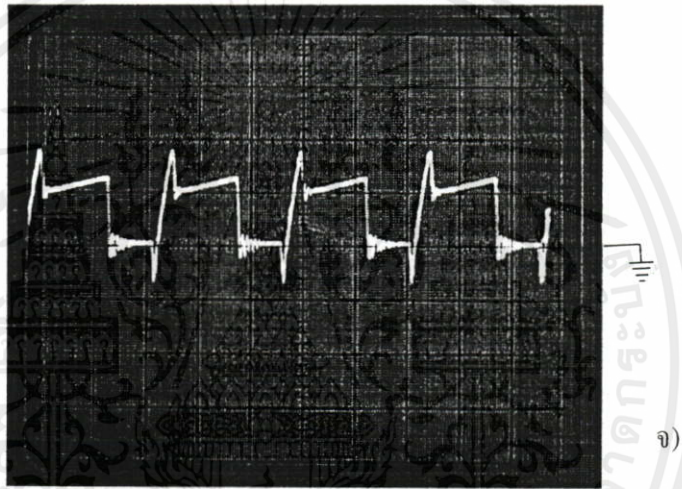
ก) ที่สถานะ โหลด 4.24 % (42.42 watts), 4 A/div, 2 μ s/div

ข) ที่สถานะ โหลด 13.48 % (134.85 watts), 4 A/div, 2 μ s/div

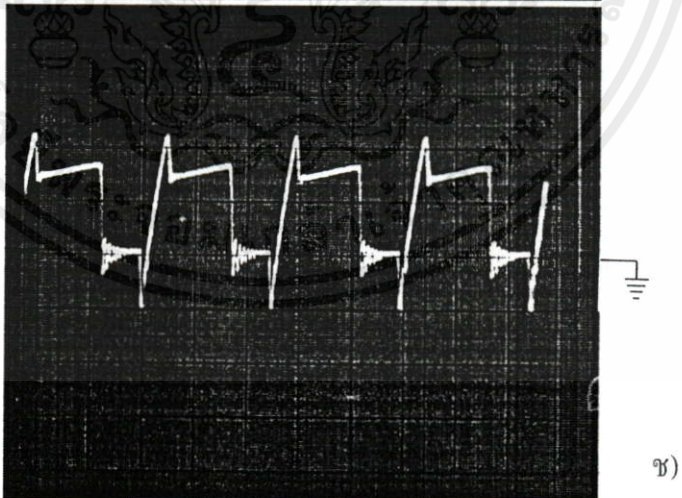
ค) ที่สถานะ โหลด 29.15 % (291.49 watt), 4 A/div, 2 μ s/div



ง)



จ)



ช)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์และบุคลากรที่สอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น กรุณาแจ้งที่ศูนย์ป้องกันและดักจ่ายฯ ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.14(ต่อ) สัญญาณกระแสตรงด้านอินพุทของคอนเวอร์เตอร์

ง) ที่สภาวะโหลด 48.96 % (489.60 watts), 4 A/div, 2 μ s/div

จ) ที่สภาวะโหลด 71.76 % (717.60 watts), 8 A/div, 2 μ s/div

ช) ที่สภาวะโหลด 101.15 % (101.15 watt), 8 A/div, 2 μ s/div

5.2 ผลการทดสอบค่าต่างๆแต่ละสภาวะของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงสวิตซ์ที่แรงดัน ศูนย์

ตารางที่ 5.1 แสดงผลการทดสอบของคอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นประกอบด้วยค่าที่วัดจาก ด้านอินพุตและเอาต์พุต มีค่าแรงดันไฟตรงอินพุต ค่ากระแสไฟตรงอินพุต ค่าแรงดันไฟตรงเอาต์พุต และค่ากระแสไฟตรงเอาต์พุต นำค่าที่ได้คำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านอินพุตและกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุต แล้วนำค่าทั้งสองหาค่าประสิทธิภาพ มีการทดสอบที่สภาวะต่างๆจำนวน 11 ลำดับ และยังมีค่าของภาระคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของพิกัดเพื่อให้ง่ายต่อการสังเกตการเปลี่ยนแปลง และได้นำค่าแต่ละชุดข้อมูลมาเปรียบเทียบกับกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุต ในรูปของกราฟดังแสดงในรูปที่ 5.15 ถึง รูปที่ 5.20

5.3 ผลการทดสอบรูปกราฟความสัมพันธ์ของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงสวิตซ์ที่แรงดัน ศูนย์

รูปที่ 5.15 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตกับกระแสเอาต์พุต ลักษณะเส้นกราฟที่เกิดขึ้นมีลักษณะค่อนข้างเป็นเส้นตรง โดยเพิ่มขึ้นตามขนาดภาระ

รูปที่ 5.16 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตกับแรงดันเอาต์พุต ลักษณะเส้นกราฟที่เกิดขึ้นมีลักษณะแรงดันมากกว่าแรงดันที่กำหนดเล็กน้อยในขณะยังไม่รับภาระ แต่เมื่อเพิ่มภาระแรงดันเอาต์พุตก็ลดลงเป็นลำดับ จนถึงที่พิกัดแรงดันเอาต์พุตจะต่ำกว่าแรงดันที่กำหนดเล็กน้อย

รูปที่ 5.17 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตกับกระแสอินพุต ลักษณะเส้นกราฟที่เกิดขึ้นมีลักษณะค่อนข้างเป็นเส้นตรง โดยเพิ่มขึ้นตามขนาดภาระ

รูปที่ 5.18 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต ลักษณะเส้นกราฟที่เกิดขึ้นมีลักษณะค่อนข้างเป็นเส้นตรง โดยลดลงตามขนาดภาระ

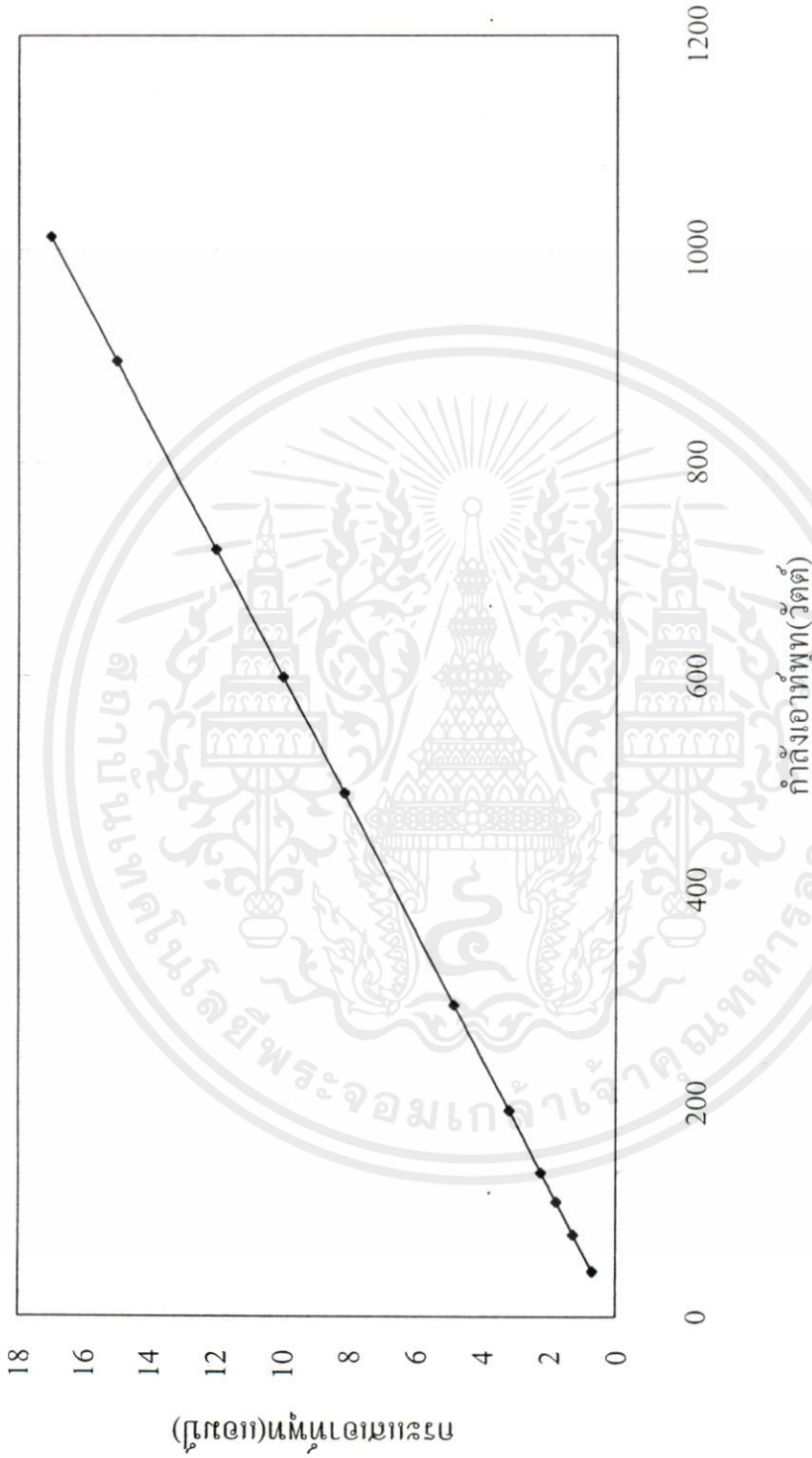
รูปที่ 5.19 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตกับกำลังอินพุต ลักษณะเส้นกราฟที่เกิดขึ้นมีลักษณะค่อนข้างเป็นเส้นตรง

รูปที่ 5.20 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตกับประสิทธิภาพคอนเวอร์เตอร์ ลักษณะเส้นกราฟที่เกิดขึ้นประสิทธิภาพขณะรับภาระน้อยจากค้อยข้างต่ำ แต่จะเพิ่มขึ้นสูงกว่า 80% ตั้งแต่รับภาระ 20%ของพิกัดจนถึงพิกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

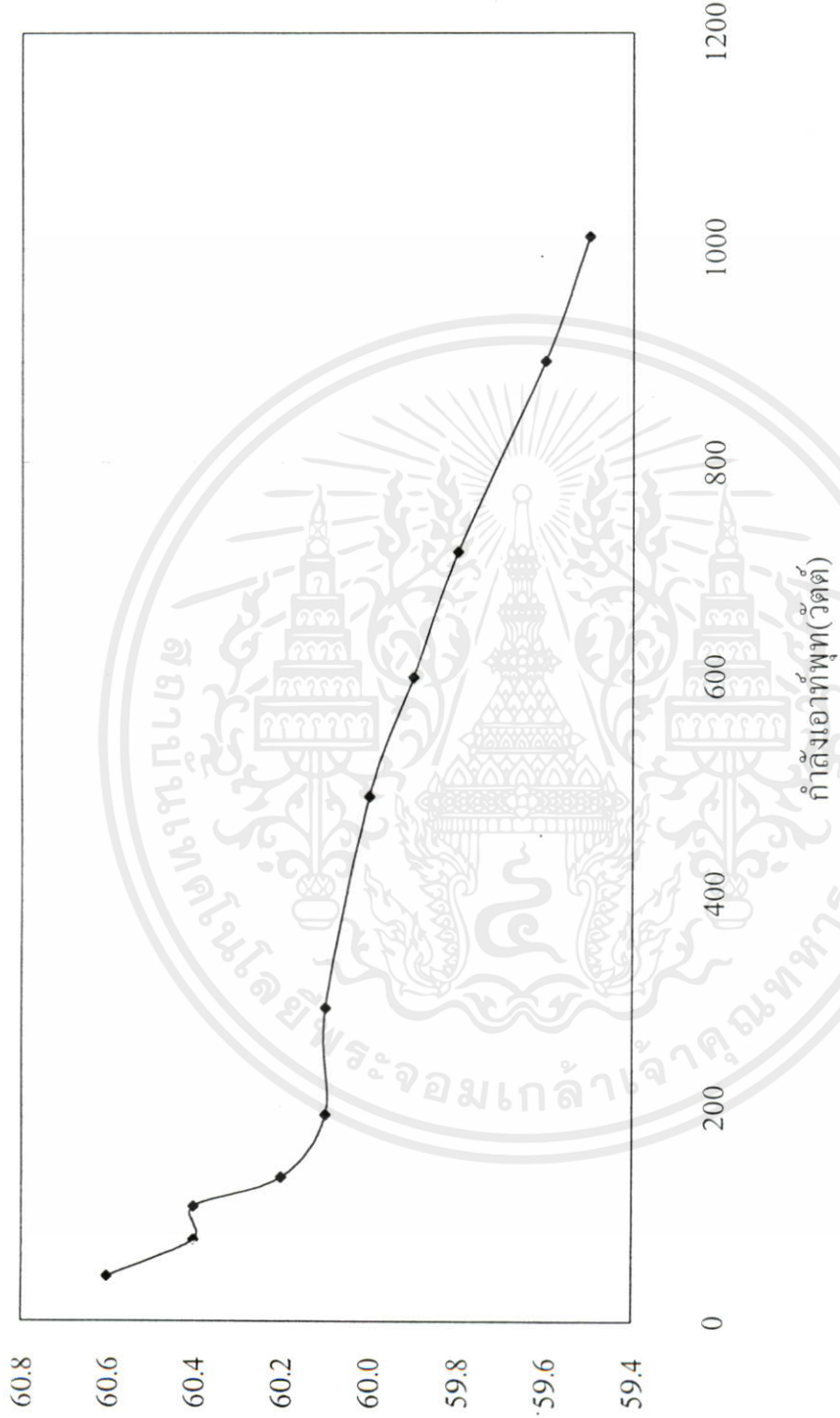
ตารางที่ 5.1 ผลการทดสอบคอนเวอร์เตอร์พัลส์วิดท์มอดูเลตสวิตช์ที่แรงดันศูนย์โดยฟูลล์บริดจ์

ลำดับ	เปอร์เซ็นต์ ภาระ(%)	กระแส เอาต์พุท(A)	แรงดัน เอาต์พุท(V)	กำลัง เอาต์พุท(W)	แรงดัน อินพุท(V)	กระแส อินพุท(A)	กำลัง อินพุท(W)	ประสิทธิภาพ คอนเวอร์เตอร์(%)
1	4.24	0.70	60.6	42.42	319.50	0.22	70.61	60.08
2	7.67	1.27	60.4	76.71	319.20	0.35	111.72	68.66
3	10.75	1.78	60.4	107.51	318.50	0.46	146.51	73.38
4	13.48	2.24	60.2	134.85	318.00	0.56	177.44	75.99
5	19.23	3.20	60.1	192.32	317.10	0.75	236.24	81.41
6	29.15	4.85	60.1	291.49	315.40	1.12	353.25	82.52
7	48.96	8.16	60.0	489.60	312.70	1.86	581.62	84.18
8	59.90	10.00	59.9	599.00	311.20	2.28	709.54	84.42
9	71.76	12.00	59.8	717.60	309.50	2.77	857.32	83.70
10	89.40	15.00	59.6	894.00	307.20	3.60	1105.92	80.84
11	101.15	17.00	59.5	1011.50	305.80	4.09	1250.72	80.87



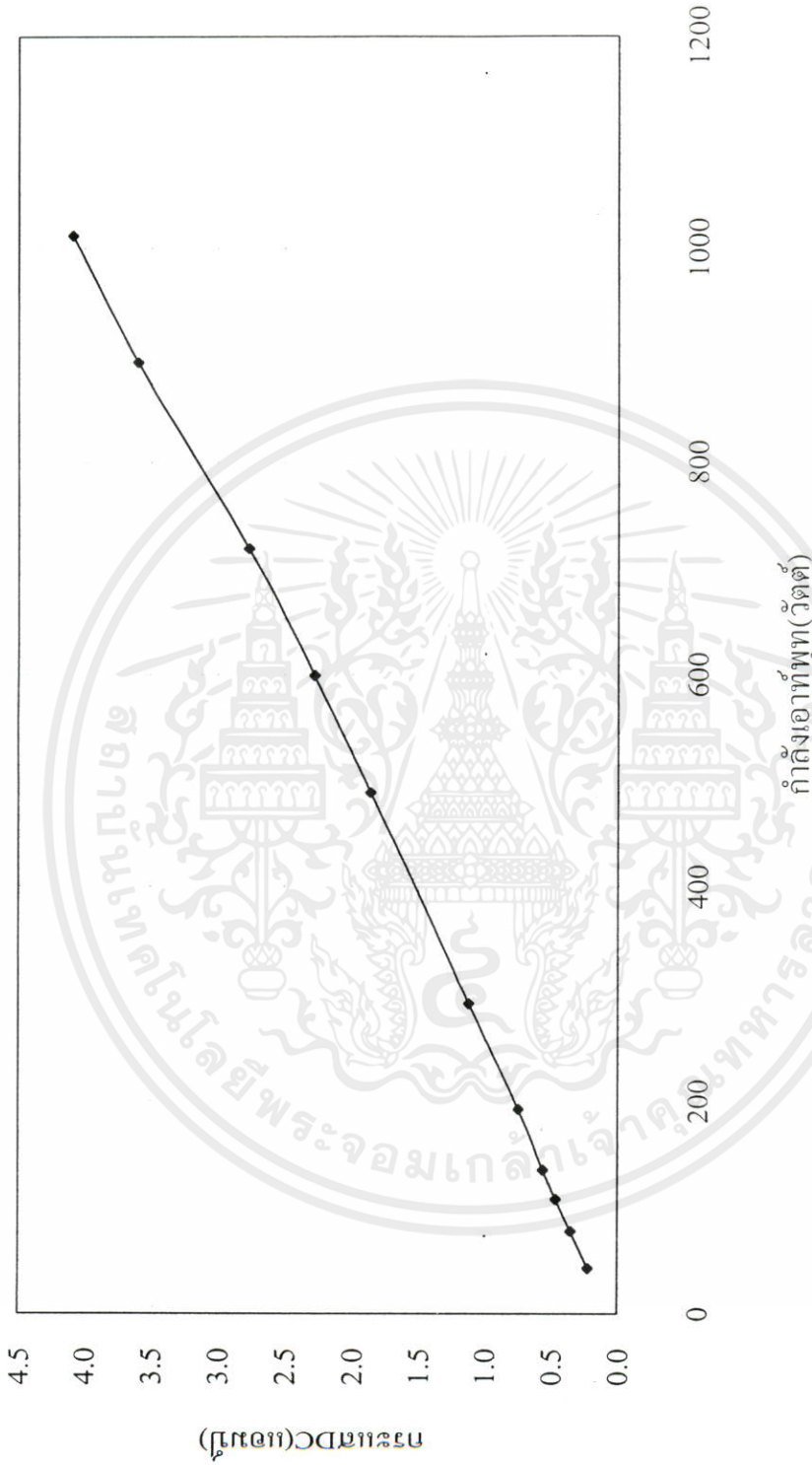
รูปที่ 5.15 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาท์พุทกับกระแสเอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



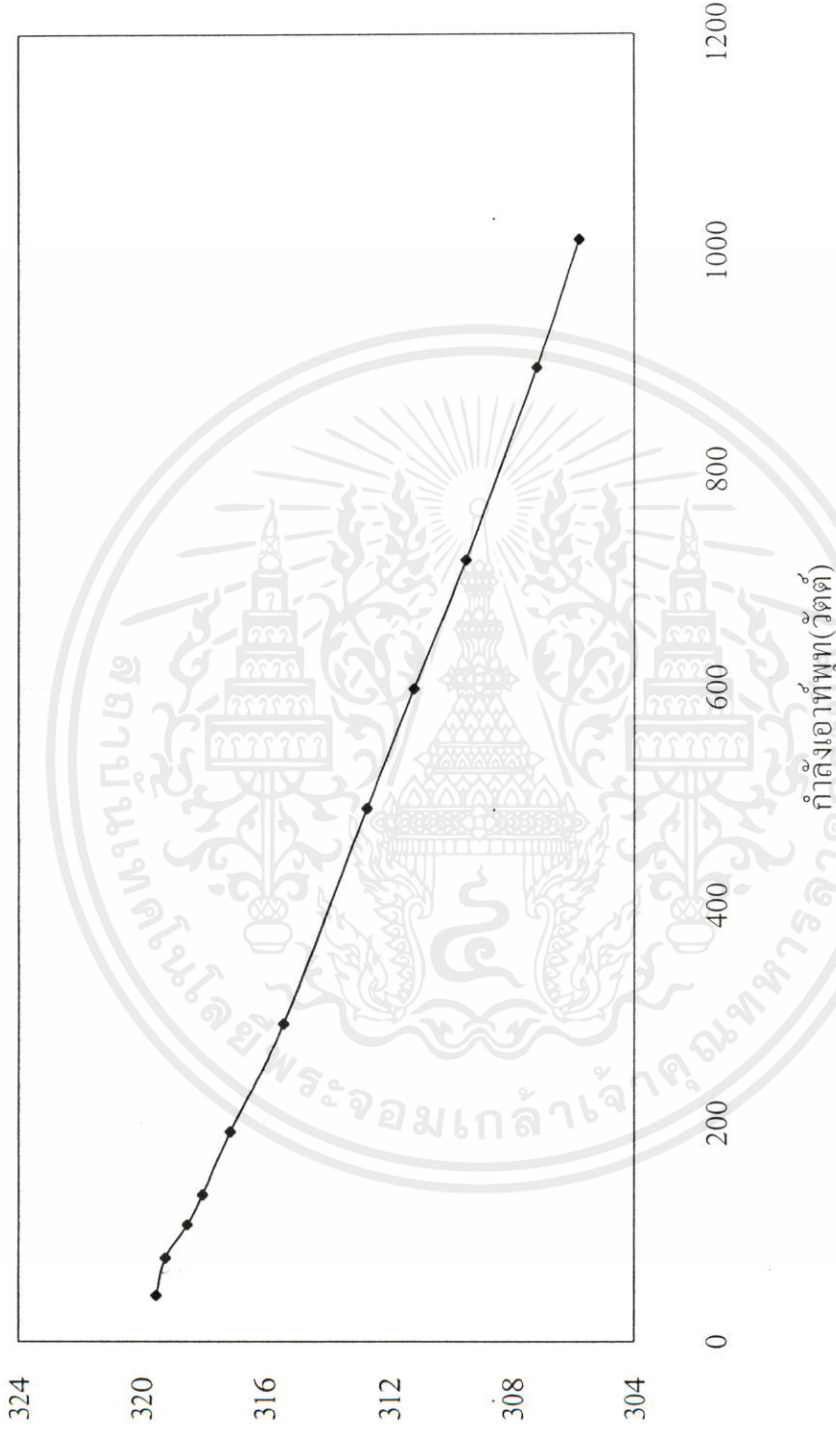
รูปที่ 5.16 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างก้าถึงเอาท์พุทกับแรงดันเอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สง (๒๐๒๑) นพ.น.เอกเชษฐการ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีก นำไปใช้



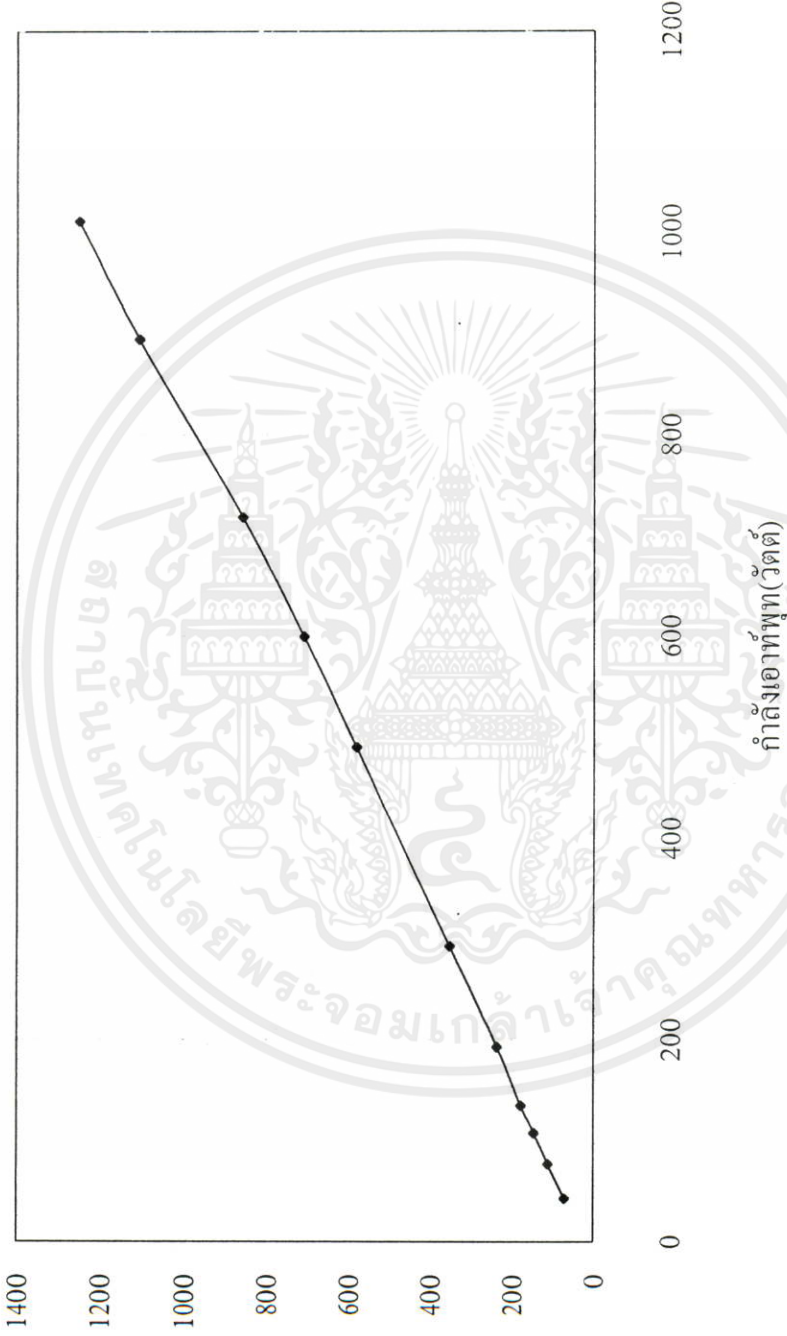
รูปที่ 5.17 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตกับกระแส DC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



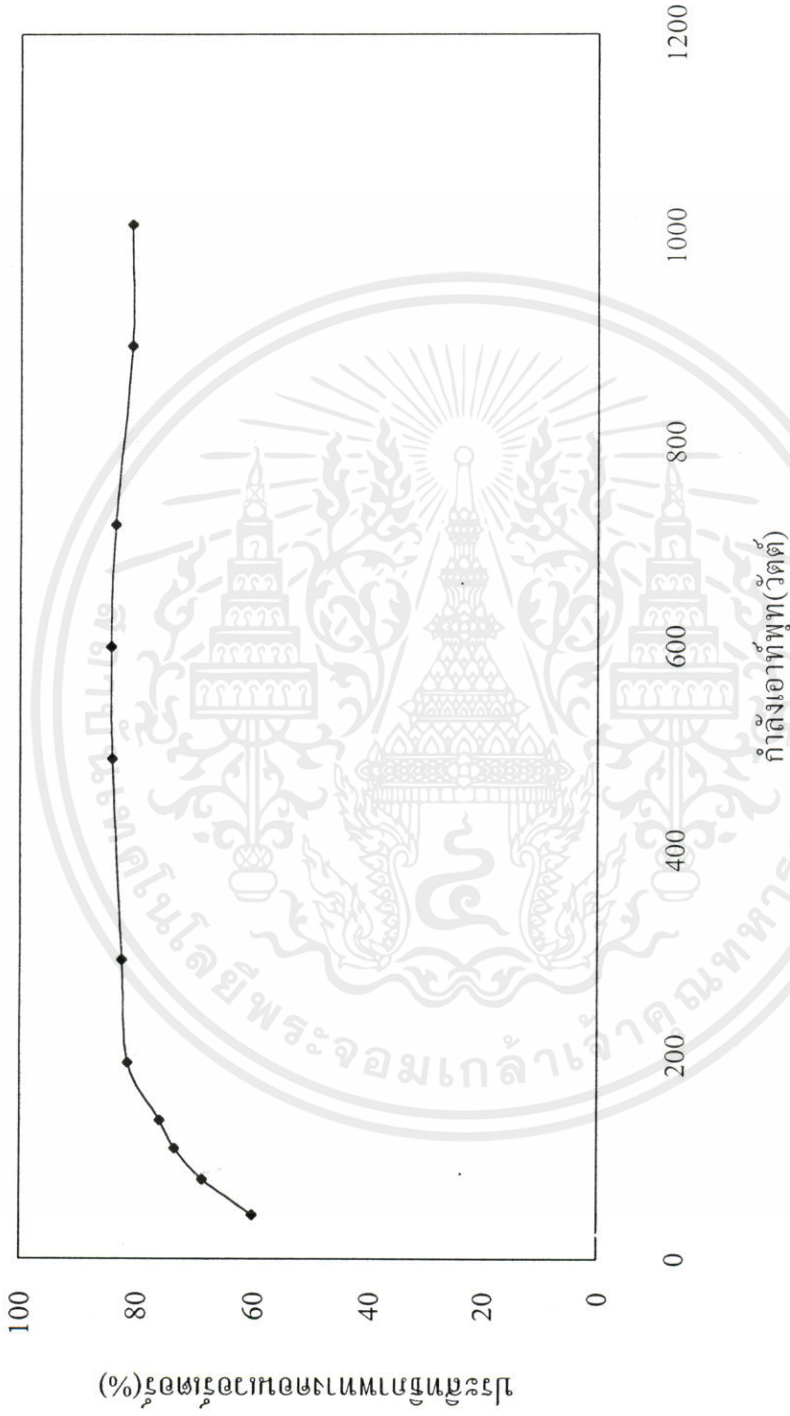
รูปที่ 5.18 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตกับแรงดัน DC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกริใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.19 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตกับกำลัง DC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกร ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกา นำไปใช้



รูปที่ 5.20 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอ้าท์พุทกับประสิทธิภาพทางคอนเวอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีโอกาสนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการทดสอบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งกำลังสูง ปกติแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งจะทำงานที่ความถี่แต่การเพิ่มความถี่สูงขึ้นนั้นทำให้อุปกรณ์การสวิตช์ทำงานมากยิ่งขึ้น ส่งผลทำให้เกิดการสูญเสียขณะสวิตช์มากขึ้น ซึ่งเป็นข้อจำกัดของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง เพื่อเพิ่มขีดความสามารถของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง ทำให้มีการพยายามลดการสูญเสียขณะสวิตช์ โดยพยายามให้ค่าของแรงดันหรือกระแสมีค่าน้อยที่สุดในเวลาเดียวกัน ทำให้ผลของกำลังสูญเสียที่เกิดจากผลคูณแรงดันกับกระแสมีค่าน้อยลง การที่จะให้ค่าของแรงดันหรือกระแสมีค่าน้อยที่สุดในเวลาเดียวกันนั้น ทำได้โดยการบังคับให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันมีค่าเป็นศูนย์โวลต์

การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ช่วยลดค่า dv/dt และ di/dt ทำให้พลังงานสูญเสียขณะสวิตช์มีค่าน้อยลง การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์เกิดจากสถานะการเก็บสะสมพลังงานของความเหนี่ยวนำ เพื่อจ่ายพลังงานที่สะสมนี้ให้กับค่าความเก็บประจุภายในมอสเฟต โดยต้องออกแบบให้พลังงานสะสมในความเหนี่ยวนำจะต้องมากกว่า พลังงานเก็บประจุเต็มของค่าความเก็บประจุภายในมอสเฟต จึงจะเกิดสถานะสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ในการออกแบบจะออกแบบให้เกิดสถานะสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ตั้งแต่วินาทีหนึ่งของพิกัดจนถึงเต็มพิกัด เพื่อลดขนาดของความเหนี่ยวนำ

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ได้จัดสร้างแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งสวิตช์ที่แรงดันศูนย์โดยฟูลล์บริดจ์ ขนาด 1,000 วัตต์ 60 โวลต์ โดยกำหนดค่าตัวเหนี่ยวนำที่สะสมพลังงานจากการเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ได้ค่าตัวเหนี่ยวนำที่เหมาะสมขนาด 19 ไมโครเฮนรี่ นำมาต่ออนุกรมกับหม้อแปลงกำลังความถี่สูงของวงจรฟูลล์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ข้อแตกต่างทางอุปกรณ์ระหว่างแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งธรรมดา กับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ นอกจากตัวเหนี่ยวนำสะสมพลังงาน ที่เห็นชัดเจนก็จะเป็นอัตราส่วนของหม้อแปลงความถี่สูง โดยปกติอัตราส่วนของหม้อแปลงคำนวณจากแรงดันไฟตรงด้านอินพุตหารด้วยแรงดันไฟตรงด้านเอาต์พุตแล้วคูณด้วยค่าดิวิตีไซเคิลสูงสุด แต่การเกิดสวิตช์ที่แรงดันศูนย์มีผลให้ดิวิตีไซเคิลลดลงเป็นการสูญเสียดิวิตีไซเคิล ดิวิตีไซเคิลที่เหลือเป็นช่วงการส่งพลังงานเรียก ดิวิตีไซเคิลประสิทธิผล ซึ่งจะเป็นตัวคูณแทน มีค่าน้อยกว่าดิวิตีไซเคิล ทำให้อัตราส่วนของหม้อแปลงความถี่สูงลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนำไปใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดก็ตามสงวนลิขสิทธิ์ไว้คุ้มครองเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
วงจรเลื่อนเฟส ทำหน้าที่เลื่อนสัญญาณควบคุมจาก PWM ให้เป็นสัญญาณขับสี่สัญญาณ เพื่อขับมอสเฟตแต่ละตัวในวงจรฟูลล์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ โดยยังรักษาสถานะการนำกระแสพร้อมกันของ

มอสเฟดเหมือนแหล่งจ่ายไฟแบบสวิชชิงธรรมดา แต่หลังจากการนำกระแสพร้อมกันจะมีมอสเฟดตัวหนึ่งหยุดนำกระแสเมื่อสิ้นสุดช่วงควิต์ไซเคิล ส่วนมอสเฟดอีกตัวยังคงนำกระแสอยู่ เป็นผลจากการเลื่อนสัญญาณควบคุมของวงจรถ่อนเฟส ซึ่งส่งผลให้เกิดการสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำสะสมพลังงาน

เมื่อทำการทดสอบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ ผลการทดสอบเป็นไปตามที่ออกแบบไว้ เกิดสภาวะสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ตั้งแต่รับภาระครึ่งหนึ่งของพิกัด และสภาวะสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ยังเกิดอย่างต่อเนื่องจนถึงพิกัดที่ตั้งไว้ การเกิดสภาวะสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์อย่างต่อเนื่องเป็นผลจากพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งพลังงานที่สะสมแปลงผันตามกำลังสองของกระแสที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำ เมื่อภาระเพิ่มขึ้นกระแสส่วนนี้ก็เพิ่มตามทำให้มีพลังงานสะสมมากขึ้น ฉะนั้นพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำมากเกินไปทำให้เกิดสภาวะสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ จากผลการทดสอบ ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์พัลส์วิตซ์ที่มอดูเลตสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์โดยฟูลล์บริดจ์ มีค่าสูงถึง 84.56 เปอร์เซ็นต์ ที่ 600 วัตต์(60 เปอร์เซ็นต์ของภาระพิกัด)

ข้อเสนอแนะและงานในอนาคต

จากเนื้อหาทั้งหมด จะเป็นเห็นว่าเป็นการพัฒนาแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง ฉะนั้นผู้พัฒนาจะต้องมีพื้นฐานความรู้เกี่ยวกับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงเป็นสำคัญ งานวิจัยฉบับนี้นำเสนอวิธีการหาค่าของตัวเหนี่ยวนำที่สะสมพลังงาน เพื่อให้เกิดการสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ ซึ่งมีตัวแปรที่จะต้องคำนึงถึงมากมาย โดยตัวแปรเหล่านี้มีความสัมพันธ์กันทางคณิตศาสตร์ จึงใช้ความสัมพันธ์ดังกล่าวเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์ คำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมได้

โดยเงื่อนไขการออกแบบ จะออกแบบให้เกิดสภาวะการสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ตั้งแต่ครึ่งหนึ่งของภาระเต็มพิกัด เพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียควิต์ไซเคิลมากเกินไป เพราะการสูญเสียควิต์ไซเคิลแปรผันตรงกับพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ และพลังงานที่สะสมก็แปรผันตรงกันกำลังสองของกระแสไฟฟ้าที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำ จะเห็นว่าเมื่อเกิดสภาวะการสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ที่เกินครึ่งหนึ่งของภาระเต็มพิกัดเป็นต้นไป จะมีการสะสมพลังงานมากเกินไปจนเกิดความต้องการ

ฉะนั้นแนวทางพัฒนาในอนาคต ก็จะออกแบบให้ตัวเหนี่ยวนำ สะสมพลังงานให้เพียงพอที่จะทำให้เกิดสภาวะการสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ และสะสมพลังงานขนาดเพียงพอเท่าเดิมนี้อันจึงถึงสภาวะเต็มพิกัด โดยมีให้การสะสมพลังงานของตัวเหนี่ยวนำแปรผันตามกำลังสองของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน นั้นหมายถึงการพัฒนาการออกแบบตัวเหนี่ยวนำให้มีคุณสมบัติดังกล่าว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] ปราบกุด เหลียงประดิษฐ์ และประกาย ไพโรสุวรรณ. 2541. “หลักการออกแบบคอนเวอร์เตอร์ พัลส์วิตช์มอดูเลตสวิตช์ที่แรงดันศูนย์โดยฟูลล์บริดจ์.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21 : 449-452.
- [2] สุวัฒน์ ดัน. 2537. เทคนิคและการออกแบบ สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย พิมพ์ครั้งที่ 2 กรุงเทพฯ: เอนเทลไทย.
- [3] สมบูรณ์ มาลานนท์ และสมคิด วิริยประสิทธิ์ชัย. แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ิ่ง กรุงเทพฯ: ฟิสิกส์ เซ็นเตอร์.
- [4] J.A. Sabate, V Vlatkovic, R.B. Ridley, F.C. Lee and B.H. Cho. 1990. “Design considerations for high voltage high power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter.” **IEEE APEC** : 275-284.
- [5] G.C. Hsieh, J.C. Li, M.H. Liaw, J.P. Wang and T.F. Hung. 1993. “ A study on full-bridge zero-voltage-switched PWM converter: Design and Experimentation.” **IEEE** : 281-1285.
- [6] W. Chen, F.C. Lee, M.M. Jovanovic and J.A. Sabate. 1995. “A comparative study of a class of full-bridge zero-voltage-switched PWM converter.” **IEEE** : 893-899.
- [7] Abraham I. Pressman. 1991. **Switching Power Supply Design**. Singapore : McGraw-Hill.
- [8] George C. Chrysis. 1989. **High Frequency Switching Power Supplies Theory and Design**. Second Edition Singapore : McGraw-Hill.
- [9] Marty Brown. 1994. **Power Supply Cookbook**. USA : Butterworth-Heinemann.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

โปรแกรมการคำนวณหาจุดเหมาะสม และผลการคำนวณ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมการคำนวณหาจุดเหมาะสมสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์

```

#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include <conio.h>
#define MAX 10

main()
{ int i;
  double Lo,Nn,No,Vo,Vi,dV,De,Po,Io,dI,f,DD,Ic,Lr,I2,I1,Cm,Ct,dD;
  FILE *fp;
  fp = fopen("c:\\prakit\\bc\\data1.dat", "w+");

  Vo=60,Vi=300,dV=20,Po=1000,f=100000,Cm=480,Ct=100,DD=.8;
  No=Vi/(2*Vo);
  Io=Po/Vo;
  dI=Io/4;
  clrscr();

  printf("\nZVS  Vo=%0fV ,Vi=%0fV ,dV=%0fV ,Po=%0fW ,f=%0fkHz ,Cm=%0fpF ,
  Ct=%0fpF ,DD=%0.2fn",Vo,Vi,dV,Po,f/1000,Cm,Ct,DD);
  printf("Nold \tDeff \tLo(uH) \tIcrit \tLr(uH) \tI2 \tI1 \tdD \tNnew\n");
  fprintf(fp,"\nZVS  Vo=%0fV ,Vi=%0fV ,dV=%0fV ,Po=%0fW ,f=%0fkHz ,Cm=%0fpF
  ,Ct=%0fpF ,DD=%0.2fn",Vo,Vi,dV,Po,f/1000,Cm,Ct,DD);
  fprintf(fp,"Nold \tDeff \tLo(uH) \tIcrit \tLr(uH) \tI2 \tI1 \tdD \tNnew\n");

  for (i=0; i<MAX ; ++i)
  {   De=Vo*No/(Vi-dV);
      Lo=Vo*(1-De)/2/dI/f*1000000;
      Ic=(.5*Io+dI/2-(1-DD)/2*Vo/Lo/f*1000000)/No;
      Lr=8*Cm*(Vi-dV)*(Vi-dV)/3000000/Ic/Ic+Ct*(Vi-dV)*(Vi-dV)/Ic/Ic/1000000;
      I2=(Io+dI/2-(1-DD)/2*Vo/Lo/f*1000000)/No;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งนี้

© กิ่งเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

I1=(I0-dI/2)/No;
dD=(I1+I2)*Lr*2*f/(Vi-dV)/1000000;
Nn=(Vi-dV)/Vo*(DD-dD);
printf("%.4f\t%.4f\t%.3f\t%.3f\t%.3f\t%.3f\t%.3f\t%.4f\t%\n",No,De,Lo,Ic,Lr,I2,I1,dD,Nn);
    fprintf(fp,"%.4f\t%.4f\t%.3f\t%.3f\t%.3f\t%.3f\t%.3f\t%.4f\t%\n"
    ,No,De,Lo,Ic,Lr,I2,I1,dD,Nn);
    No=(No+Nn)/2;
}
getch();
No=3;
printf("  N = %f\n",No);
fprintf(fp,"  N = %f\n",No);
De=Vo*No/(Vi+dV);
Lo=Vo*(1-De)/2/dI/f*1000000;
    printf("at Vi(max) No=%f Deff=%f Lo=%f\n",No,De,Lo);
    fprintf(fp,"at Vi(max) No=%f Deff=%f Lo=%f\n",No,De,Lo);
De=Vo*No/(Vi);
Lo=Vo*(1-De)/2/dI/f*1000000;
    printf("at Vi(mea) No=%f Deff=%f Lo=%f\n",No,De,Lo);
    fprintf(fp,"at Vi(mea) No=%f Deff=%f Lo=%f\n",No,De,Lo);
De=Vo*No/(Vi-dV);
Lo=Vo*(1-De)/2/dI/f*1000000;
    printf("at Vi(min) No=%f Deff=%f Lo=%f\n",No,De,Lo);
    fprintf(fp,"at Vi(min) No=%f Deff=%f Lo=%f\n",No,De,Lo);
getch();

Lo=32;
    printf("  Lo = %f\n",Lo);
    fprintf(fp,"  Lo = %f\n",Lo);
    De=Vo*No/(Vi);
    dI=Vo*(1-De)/2/Lo/f*1000000;

```

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
printf("Icrit\t Lr(uH)\t dD\t DD\n",Ic,Lr,dD,DD);
fprintf(fp,"Icrit\t Lr(uH)\t dD\t DD\n",Ic,Lr,dD,DD);
```

```
for (i=0; i<MAX ; ++i)
```

```
{
```

```
Ic=(.5*Io+dI/2-(1-DD)/2*Vo/Lo/f*1000000)/No;
```

```
Lr=8*Cm*(Vi)*(Vi)/3000000/Ic/Ic+Ct*(Vi)*(Vi)/Ic/Ic/1000000;
```

```
I1=(Io-dI/2)/No;
```

```
I2=(Io+dI/2-(1-DD)/2*Vo/Lo/f*1000000)/No;
```

```
dD=(I1+I2)*Lr*2*f/Vi/1000000;
```

```
Nn=De+dD;
```

```
printf("%.3ft%.3ft%.3ft%.3ft\n",Ic,Lr,dD,Nn);
```

```
fprintf(fp,"%.3ft%.3ft%.3ft%.3ft\n",Ic,Lr,dD,Nn);
```

```
DD=(DD+Nn)/2;
```

```
}
```

```
getch();
```

```
Lr = 19;
```

```
printf(" Lr = %f\n",Lr);
```

```
fprintf(fp," Lr = %f\n",Lr);
```

```
De=Vo*No/(Vi+dV);
```

```
dI=Vo*(1-De)/2/Lo/f*1000000;
```

```
for (i=0; i<MAX ; ++i)
```

```
{
```

```
I1=(Io-dI/2)/No;
```

```
I2=(Io+dI/2-(1-DD)/2*Vo/Lo/f*1000000)/No;
```

```
dD=(I1+I2)*Lr*2*f/(Vi+dV)/1000000;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใด ห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Nn=De+dD;
```

```
}
```

```
DD=(DD+Nn)/2;
```

```

printf("at Vi(max) No=%.4f Deff=%.4f Lo=%.4f DD=%.4f\n",No,De,Lo,DD);
fprintf(fp,"at Vi(max) No=%.4f Deff=%.4f Lo=%.4f DD=%.4f\n",No,De,Lo,DD);
De=Vo*No/(Vi);
dI=Vo*(1-De)/2/Lo/f*1000000;
for (i=0; i<MAX ; ++i)
{
I1=(Io-dI/2)/No;
I2=(Io+dI/2-(1-DD)/2*Vo/Lo/f*1000000)/No;
dD=(I1+I2)*Lr*2*f/Vi/1000000;
Nn=De+dD;
DD=(DD+Nn)/2;
}

printf("at Vi(mea) No=%.4f Deff=%.4f Lo=%.4f DD=%.4f\n",No,De,Lo,DD);
fprintf(fp,"at Vi(mea) No=%.4f Deff=%.4f Lo=%.4f DD=%.4f\n",No,De,Lo,DD);

De=Vo*No/(Vi-dV);
dI=Vo*(1-De)/2/Lo/f*1000000;
for (i=0; i<MAX ; ++i)
{
I1=(Io-dI/2)/No;
I2=(Io+dI/2-(1-DD)/2*Vo/Lo/f*1000000)/No;
dD=(I1+I2)*Lr*2*f/(Vi-dV)/1000000;
Nn=De+dD;
DD=(DD+Nn)/2;
}

printf("at Vi(min) No=%.4f Deff=%.4f Lo=%.4f DD=%.4f\n",No,De,Lo,DD);
fprintf(fp,"at Vi(min) No=%.4f Deff=%.4f Lo=%.4f DD=%.4f\n",No,De,Lo,DD);
}
getch();
}

```

เอกสารนี้เป็น **ทรัพย์สินทางปัญญา** ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการคำนวณ

ZVS $V_o=60V$, $V_i=300V$, $dV=20V$, $P_o=1000W$, $f=100kHz$, $C_m=480pF$, $C_t=100pF$, $DD=0.80$

Nold	Deff	Lo(uH)	Icrit	Lr(uH)	I2	I1	dD	Nnew
2.5000	0.5357	33.429	3.449	9.097	6.782	5.833	0.0820	3.350809
2.9254	0.6269	26.865	2.797	13.826	5.646	4.985	0.1050	3.243370
3.0844	0.6609	24.412	2.580	16.249	5.282	4.728	0.1162	3.191142
3.1378	0.6724	23.589	2.509	17.185	5.165	4.648	0.1204	3.171237
3.1545	0.6760	23.331	2.487	17.494	5.129	4.623	0.1219	3.164696
3.1596	0.6771	23.252	2.480	17.589	5.118	4.616	0.1223	3.162674
3.1611	0.6774	23.228	2.478	17.618	5.114	4.613	0.1224	3.162061
3.1616	0.6775	23.221	2.477	17.627	5.113	4.613	0.1225	3.161876
3.1617	0.6775	23.219	2.477	17.629	5.113	4.612	0.1225	3.161821
3.1618	0.6775	23.218	2.477	17.630	5.113	4.612	0.1225	3.161804

N = 3.000000

at $V_i(\max)$ No=3.0000 Deff=0.5625 Lo=31.500000

at $V_i(\text{mea})$ No=3.0000 Deff=0.6000 Lo=28.800000

at $V_i(\min)$ No=3.0000 Deff=0.6429 Lo=25.714286

Lo = 32.000000

Icrit	Lr(uH)	dD	DD
2.778	16.096	0.113	0.713
2.641	17.805	0.123	0.723
2.589	18.531	0.127	0.727
2.570	18.810	0.129	0.729
2.563	18.913	0.130	0.730
2.560	18.951	0.130	0.730
2.559	18.965	0.130	0.730
2.559	18.970	0.130	0.730
2.559	18.971	0.130	0.730
2.559	18.972	0.130	0.730

Lr = 19.000000

at $V_i(\max)$ No=3.0000 Deff=0.5625 Lo=32.0000 DD=0.6827

เอกสารนี้ at $V_i(\text{mea})$ No=3.0000 Deff=0.6000 Lo=32.0000 DD=0.7300 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม ขอสงวนสิทธิ์ในลิขสิทธิ์ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

ข้อมูลอุปกรณ์ที่ใช้

IRFP460

IRFD120

TL494

แกนหม้อแปลง EE55

ตารางลวดตัวนำ(mm²)

แกนตัวเหนี่ยวนำ-26



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

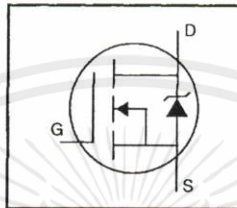
International IR Rectifier

PD-9.512B

IRFP460

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = 500V$$

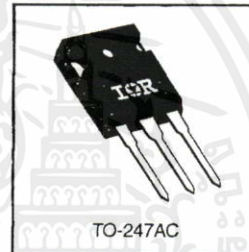
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.

DATA
SHEETS

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	20	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	13	
I_{DM}	80	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	280	W
	2.2	W/°C
V_{GS}	± 20	V
E_{AS}	960	mJ
I_{AR}	20	A
E_{AR}	28	mJ
dv/dt	3.5	V/ns
T_J	-55 to +150	°C
T_{STG}		
Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

Thermal Resistance

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	—	—	40	

1025

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	$V/^\circ\text{C}$	Reference to 25°C , $I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=12A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	13	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=12A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{DS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	$I_D=20A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29		$V_{DS}=400V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	$V_{DD}=250V$
t_r	Rise Time	—	59	—		$I_D=20A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	110	—		$R_G=4.3\Omega$
t_f	Fall Time	—	58	—		$R_D=13\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	4200	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	870	—		$V_{DS}=25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A, V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=20A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=50V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=4.3\text{mH}$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=20A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 20A$, $di/dt\leq 160A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRFP460

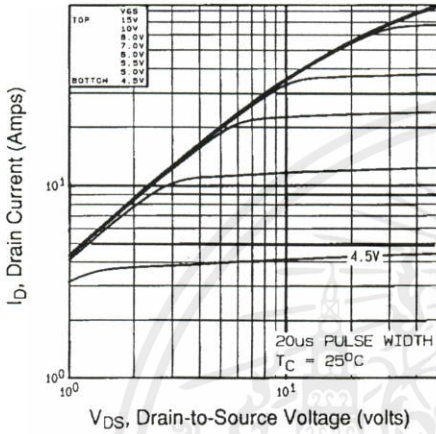


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

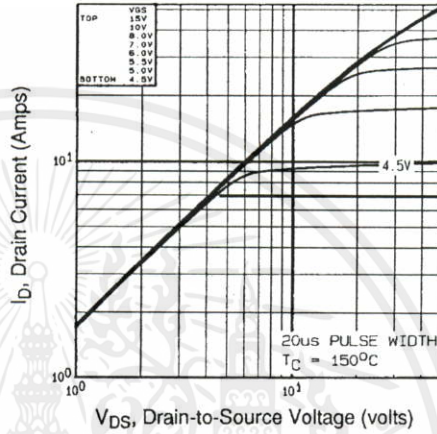


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

DATA SHEETS

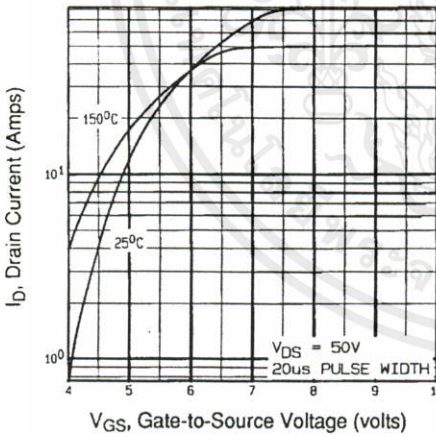


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

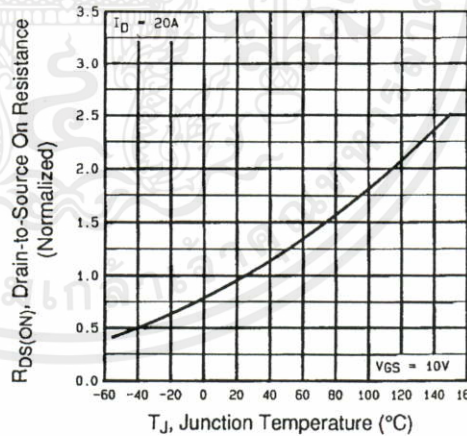


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

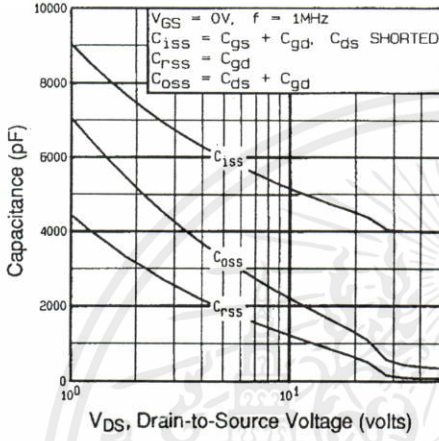


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

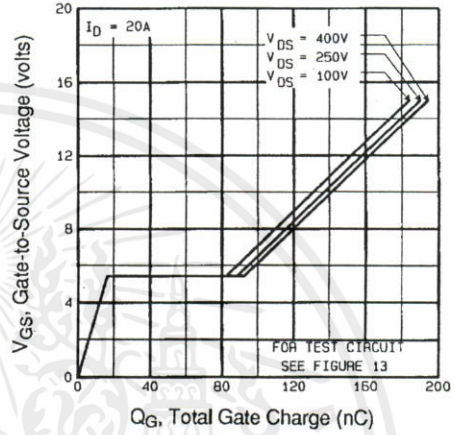


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

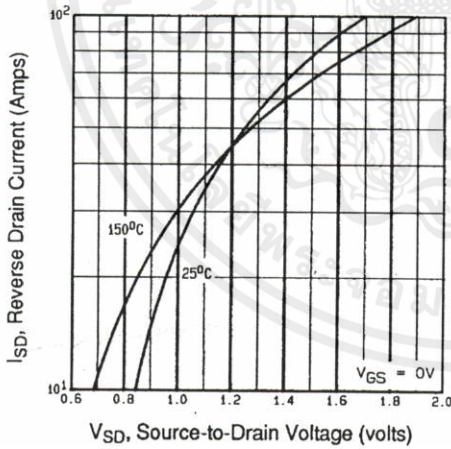


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

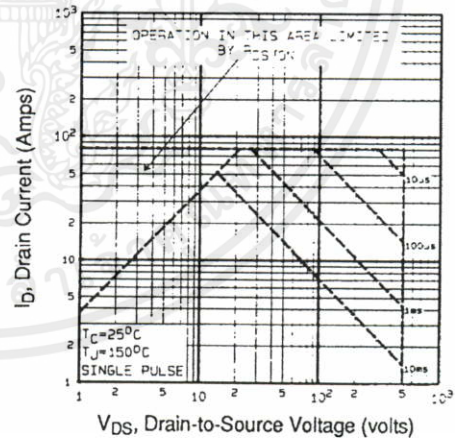


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRFP460

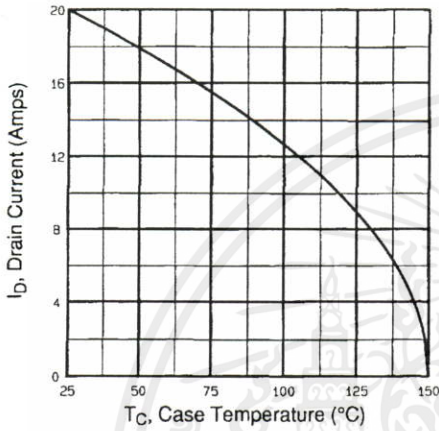


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

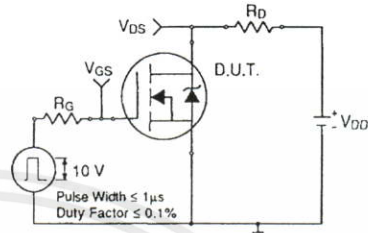


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

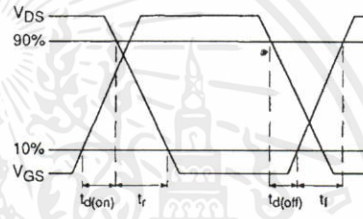


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

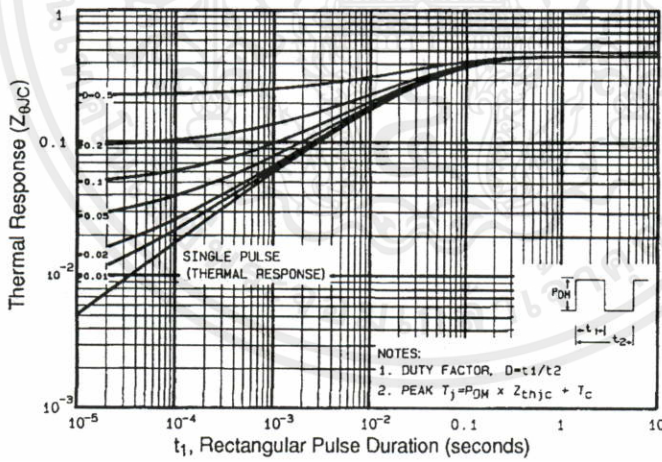


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

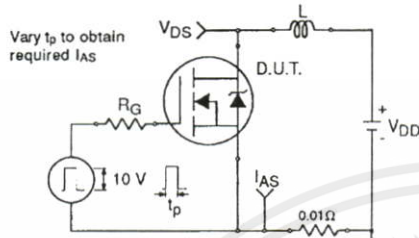


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

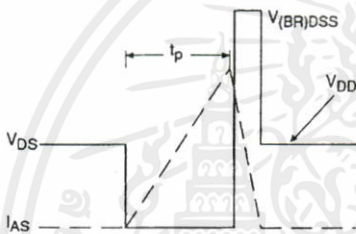


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

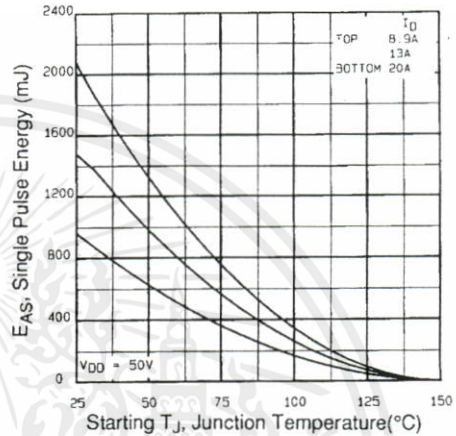


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

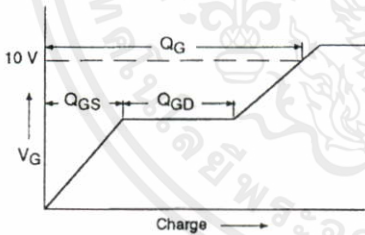


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

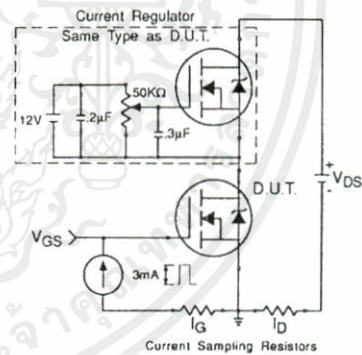


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

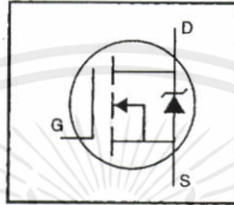
International Rectifier

PD-9.385H

IRFD120

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- For Automatic Insertion
- End Stackable
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Ease of Paralleling



$$V_{DSS} = 100V$$

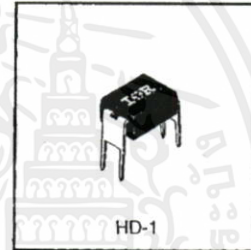
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 1.3A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The 4-pin DIP package is a low cost machine-insertable case style which can be stacked in multiple combinations on standard 0.1 inch pin centers. The dual drain serves as a thermal link to the mounting surface for power dissipation levels up to 1 watt.

DATA
SHEETS

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	1.3	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	0.94	
I_{DM}	10	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	1.3	W
Linear Derating Factor	0.0083	W/°C
V_{GS}	±20	V
E_{AS}	100	mJ
I_{AR}	1.3	A
E_{AR}	0.13	mJ
dv/dt	5.5	V/ns
T_J	-55 to +175	°C
T_{STG}		
Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	

Thermal Resistance

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JA}$	—	—	120	°C/W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFD120

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.13	—	$V/^\circ\text{C}$	Reference to 25°C , $I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=0.78A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	0.80	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=0.78A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=100V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=80V, V_{GS}=0V, T_J=150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	16		$I_D=9.2A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	4.4	nC	$V_{DS}=80V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	7.7		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	6.8	—		$V_{DD}=50V$
t_r	Rise Time	—	27	—	ns	$I_D=9.2A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	18	—		$R_G=18\Omega$
t_f	Fall Time	—	17	—		$R_D=5.2\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	6.0	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	360	—		$V_{DS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	150	—	pF	$V_{DS}=25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	34	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	1.3	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	10		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.5	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=1.3A, V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	130	260	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=9.2A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	0.65	1.3	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=25V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=22\text{mH}$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=2.6A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 9.2A$, $di/dt\leq 110A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRFD120

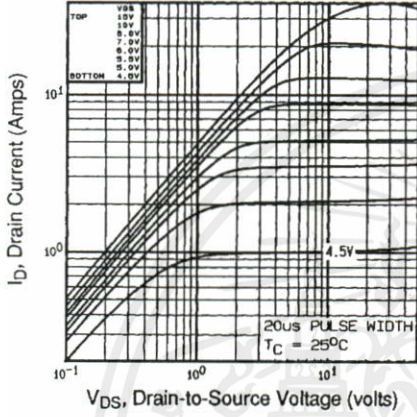


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

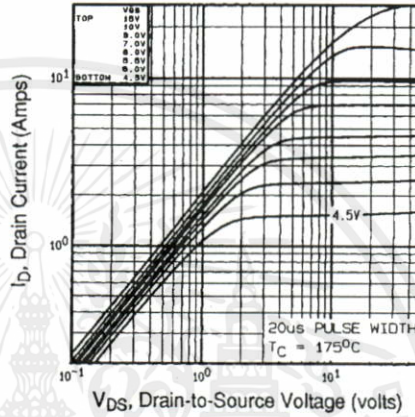


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=175^\circ\text{C}$

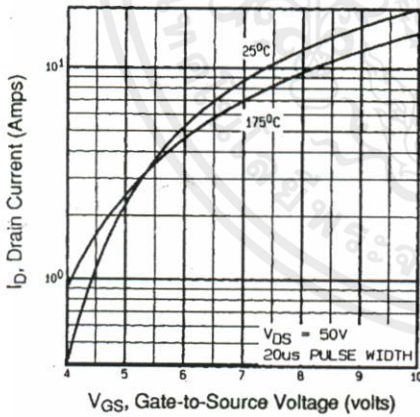


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

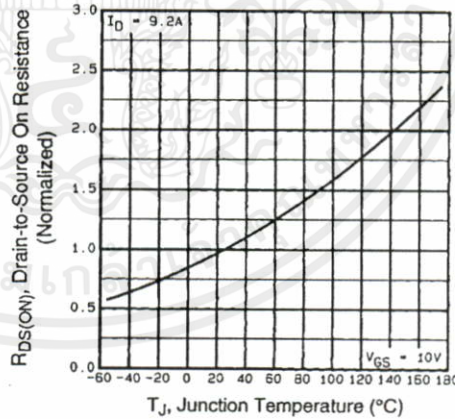


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่มีผู้ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFD120

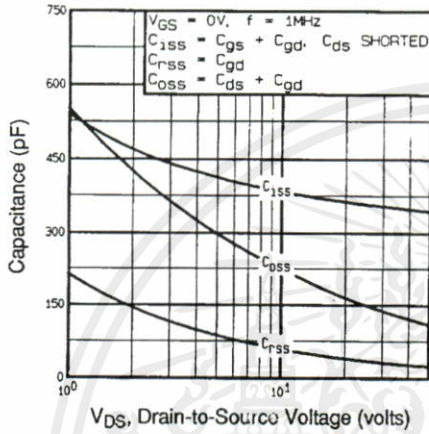


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

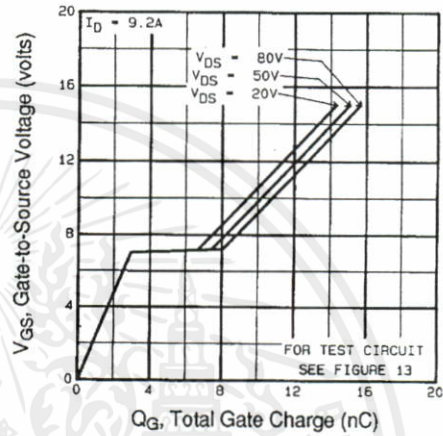


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

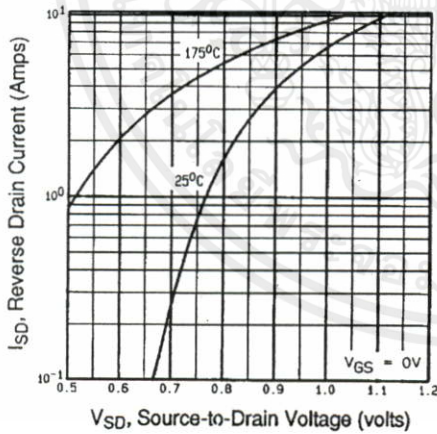


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

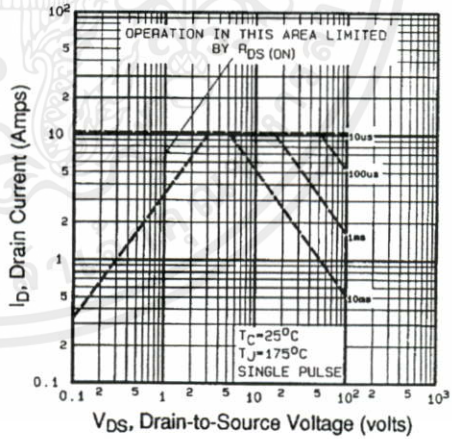


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น,อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRFD120

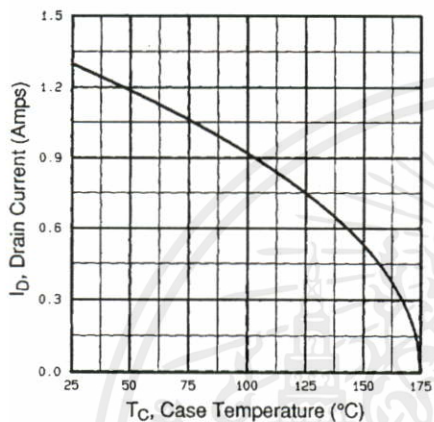


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

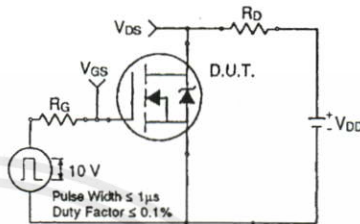


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

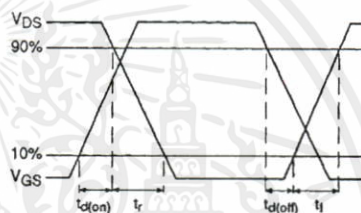


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

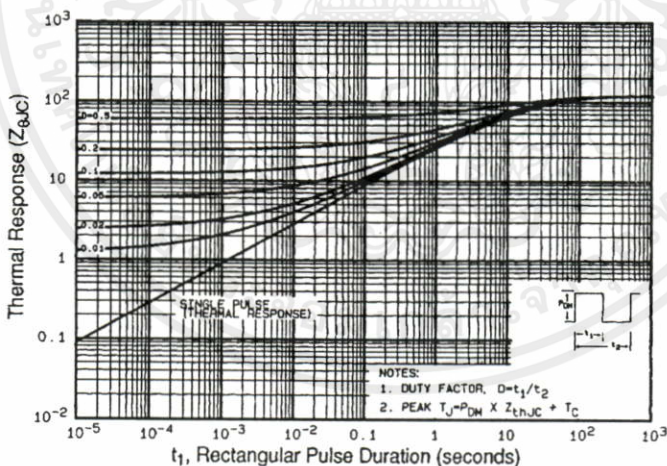


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFD120

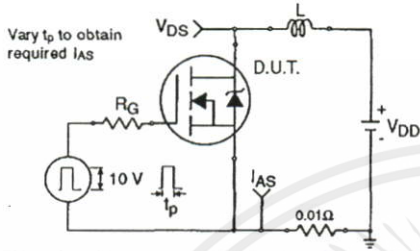


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

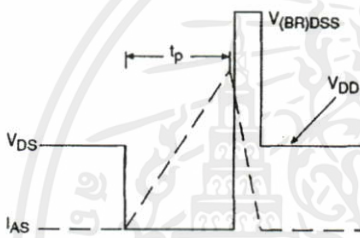


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

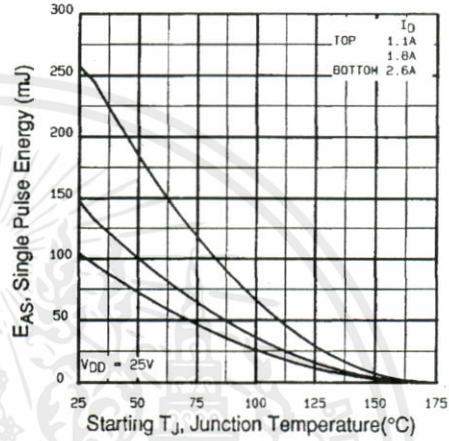


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

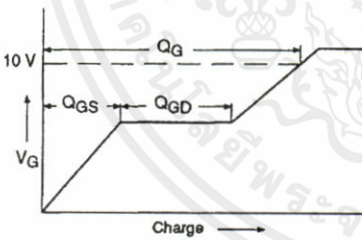


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

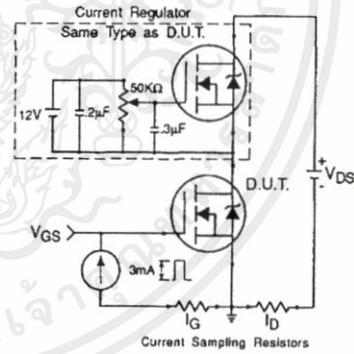


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1507

Appendix C: Part Marking Information – See page 1515

International
IR Rectifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Order this document by TL494/D

TL494

SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
(SO-16)



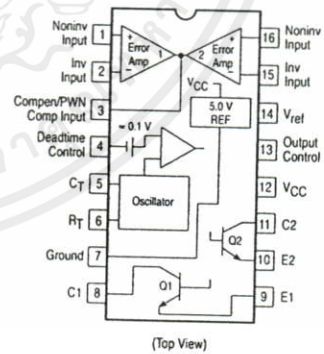
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC}	42		V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	42		V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I _{C1} , I _{C2}	500		mA
Amplifier Input Voltage Range	V _{I/R}	-0.3 to +42		V
Power Dissipation @ T _A ≤ 45°C	P _D	1000		mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R _{θJA}	80		°C/W
Operating Junction Temperature	T _J	125		°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +125		°C
Operating Ambient Temperature Range TL494C TL494I	T _A	0 to +70 -25 to +85		°C
Derating Ambient Temperature	T _A	45		°C

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
TL494CD	T _A = 0° to +70°C	SO-16
TL494CN		Plastic
TL494IN	T _A = -25° to +85°C	Plastic

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำมาใช้เพื่อการพาณิชย์โดยไม่ผ่านการคัด

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีโอกาสไปใช้

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	–	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	–	–	200	mA
Amplified Input Voltage	V_{in}	–0.3	–	$V_{CC} - 2.0$	V
Current Into Feedback Terminal	I_{fb}	–	–	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	–	–	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	k Ω
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μ F
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω , unless otherwise noted.)For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
REFERENCE SECTION					
Reference Voltage ($I_O = 1.0$ mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ($V_{CC} = 7.0$ V to 40 V)	Reg_{line}	–	2.0	25	mV
Load Regulation ($I_O = 1.0$ mA to 10 mA)	Reg_{load}	–	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current ($V_{ref} = 0$ V)	I_{SC}	15	35	75	mA
OUTPUT SECTION					
Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_{CE} = 40$ V)	$I_{C(off)}$	–	2.0	100	μ A
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_C = 40$ V, $V_E = 0$ V)	$I_{E(off)}$	–	–	–100	μ A
Collector–Emitter Saturation Voltage (Note 2) Common–Emitter ($V_E = 0$ V, $I_C = 200$ mA) Emitter–Follower ($V_C = 15$ V, $I_E = -200$ mA)	$V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$	– –	1.1 1.5	1.3 2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4$ V) High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL} I_{OCH}	– –	10 0.2	– 3.5	μ A mA
Output Voltage Rise Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	t_r	– –	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	t_f	– –	25 40	100 100	ns

NOTE: 2. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible.

TL494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, unless otherwise noted.)For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

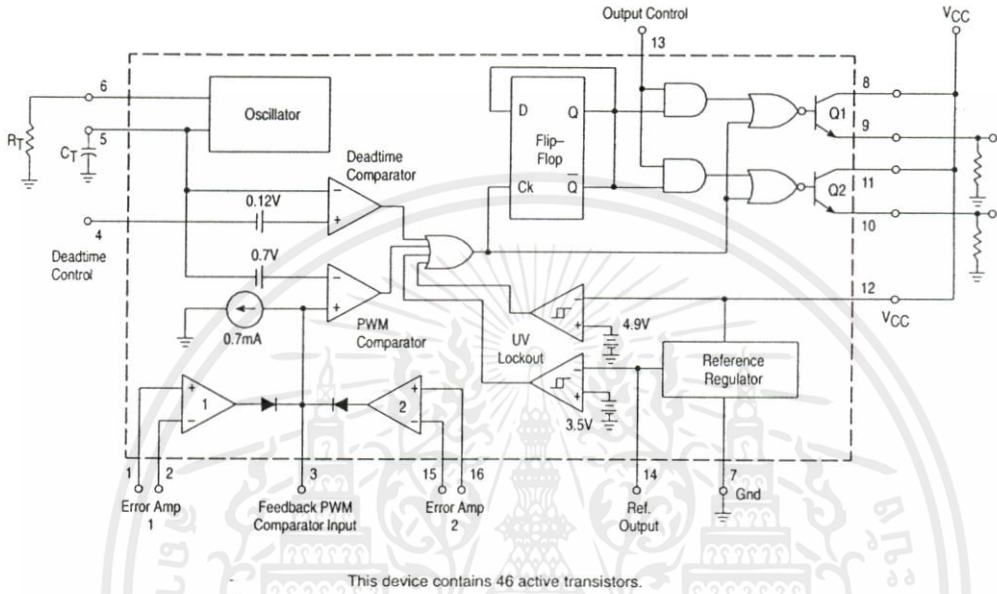
Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	–	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	–	–0.1	–1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ICR}	–0.3 to $V_{CC}-2.0$			V
Open Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\ \text{V}$, $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	–	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	f_{c-}	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	ϕ_m	–	65	–	deg.
Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	CMRR	65	90	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\ \text{V}$, $V_O = 2.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	PSRR	–	100	–	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O-}	0.3	0.7	–	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O+}	2.0	–4.0	–	mA
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	–	2.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{Pin\ 3} = 0.7\ \text{V}$)	I_{I-}	0.3	0.7	–	mA
DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ to $5.25\ \text{V}$)	I_{IB} (DT)	–	–2.0	–10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC _{max}	45	48	50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{th}	– 0	2.8 –	3.3 –	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	–	40	–	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	$\sigma_{f_{osc}}$	–	3.0	–	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\ \text{V}$ to $40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc} (\Delta V)$	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc} (\Delta T)$	–	–	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn-On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	I_{CC}	– –	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{Pin\ 4} = 2.0\ \text{V}$) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, $\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N-1}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม และขอสงวนสิทธิ์ในข้อมูลและเงื่อนไขการใช้งานของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

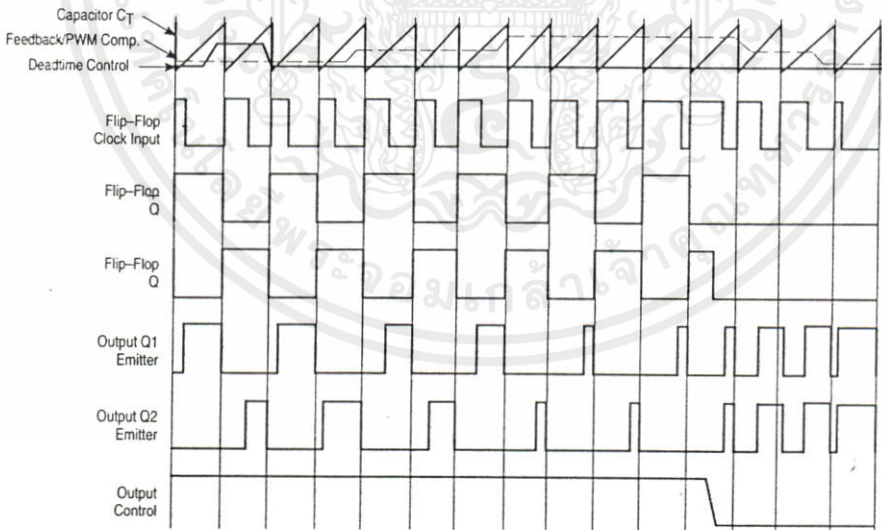
TL494

Figure 1. Representative Block Diagram



This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



TL494

APPLICATIONS INFORMATION

Description

The TL494 is a fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, R_T and C_T . The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T \cdot C_T}$$

For more information refer to Figure 3.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the Timing Diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the deadtime control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The deadtime control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output deadtime to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional deadtime may be imposed on the output by setting the deadtime-control input to a fixed voltage, ranging between 0 V to 3.3 V.

Functional Table

Input/Output Controls	Output Function	f_{out} $f_{osc} =$
Grounded	Single-ended PWM @ Q1 and Q2	1.0
@ V_{ref}	Push-pull Operation	0.5

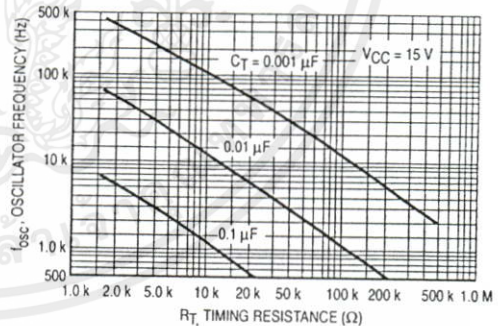
The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a common mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2V)$, and

may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor C_T is discharged, a positive pulse is generated on the output of the deadtime comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of $\pm 5.0\%$ with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0° to 70°C.

Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance



TL494

Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

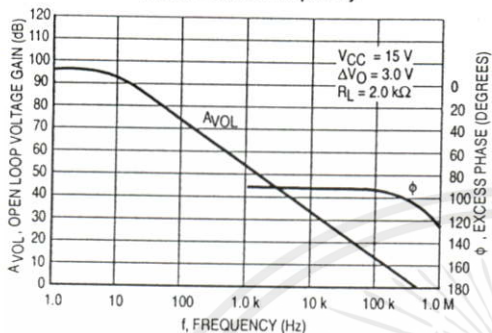


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

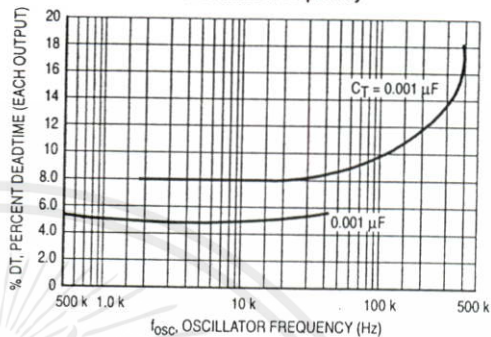


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

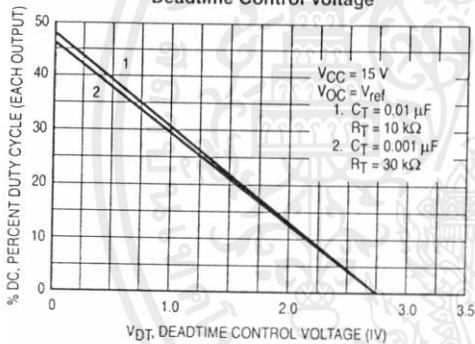


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

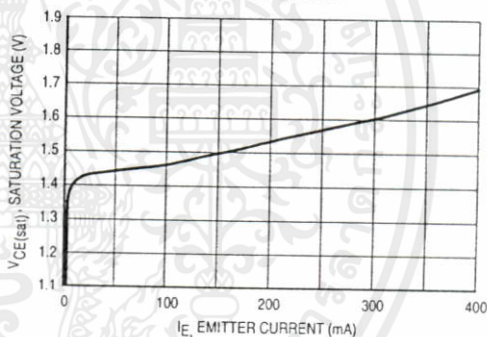


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

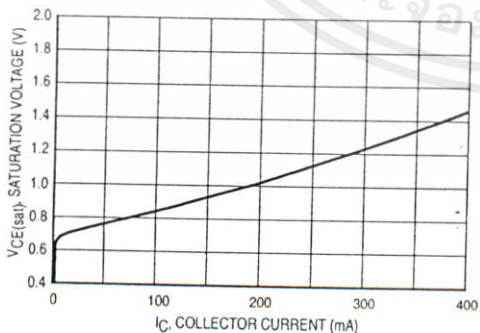
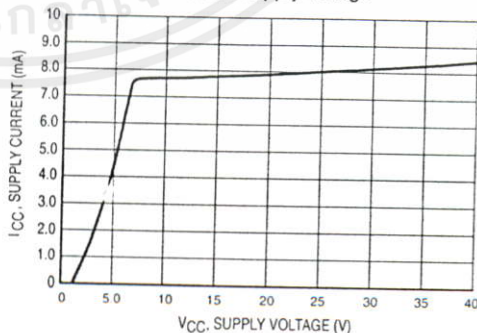


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

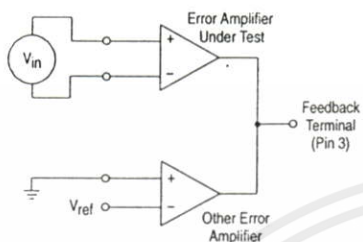


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

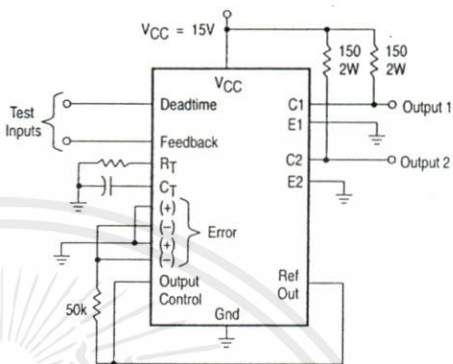


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

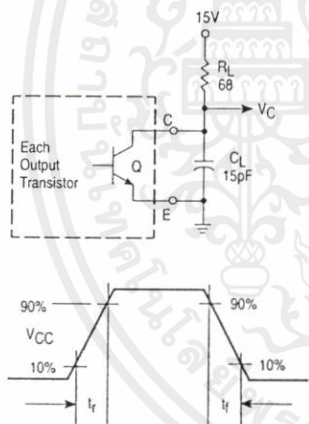
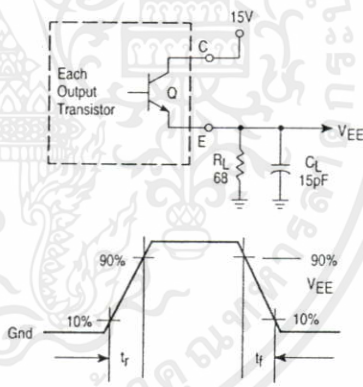


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform



TL494

Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

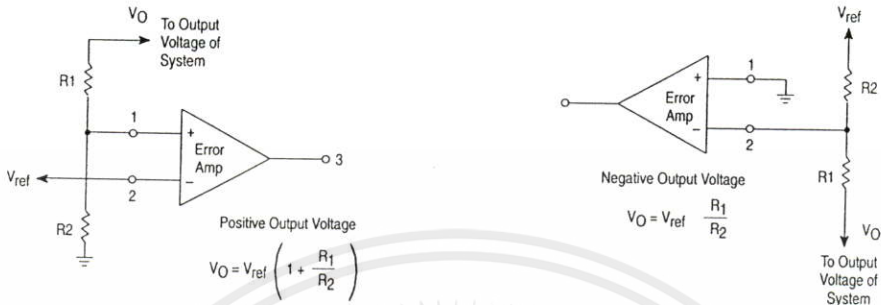


Figure 15. Deadtime Control Circuit

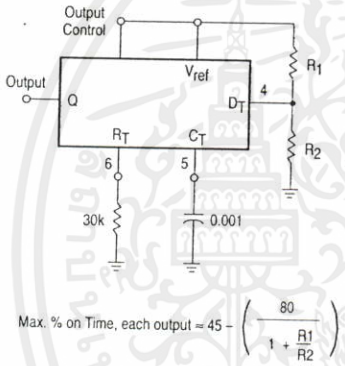


Figure 16. Soft-Start Circuit

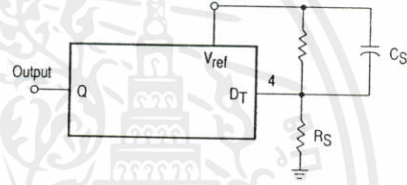
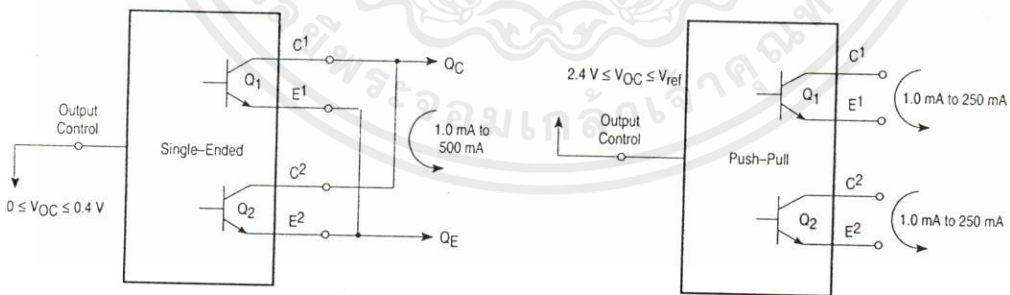


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations



TL494

Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

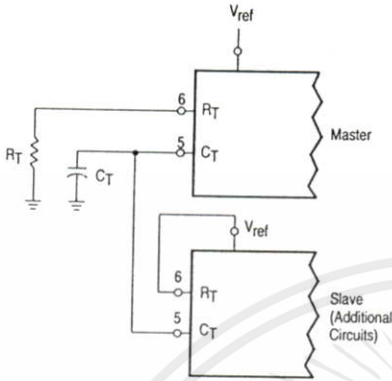


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener

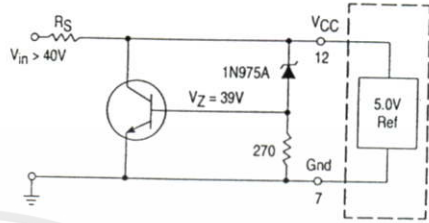
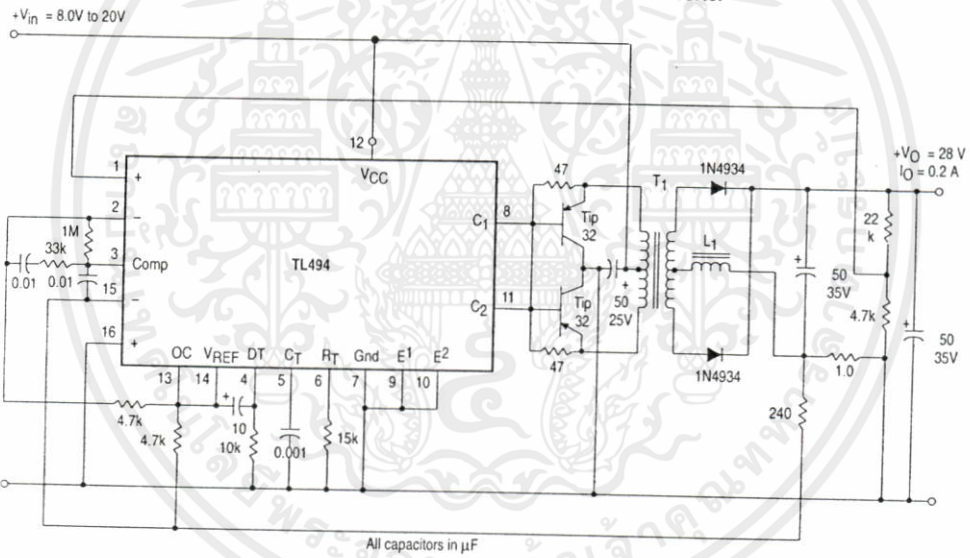


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter

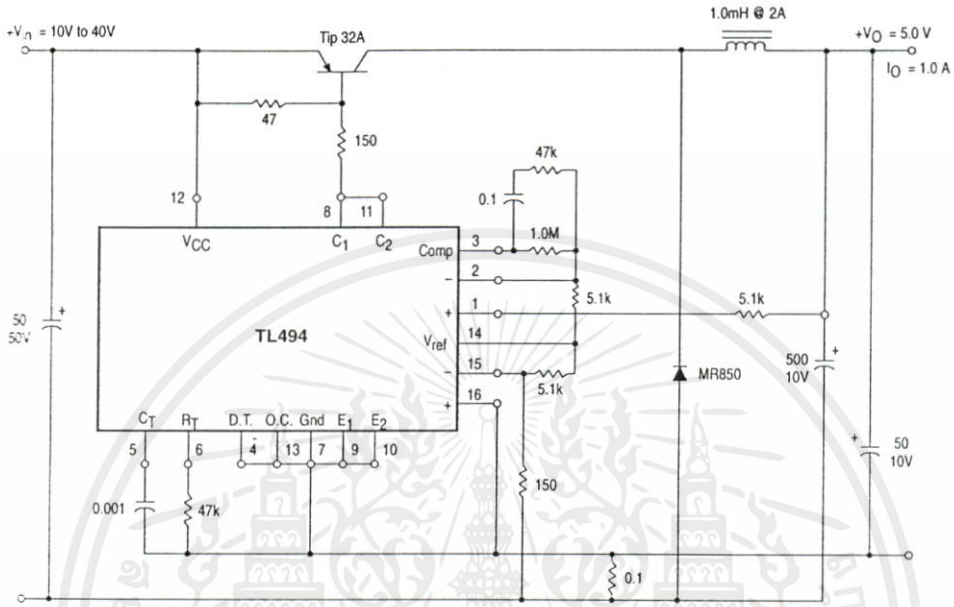


Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 10\text{ V to }40\text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ mA to }1.0\text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ A}$	65 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28\text{ V, } R_L = 0.1\ \Omega$	1.6 A
Efficiency	$V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ A}$	71%

L1 - 3.5 mH @ 0.3 A
 T1 - Primary: 20T C.T. #28 AWG
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3CB

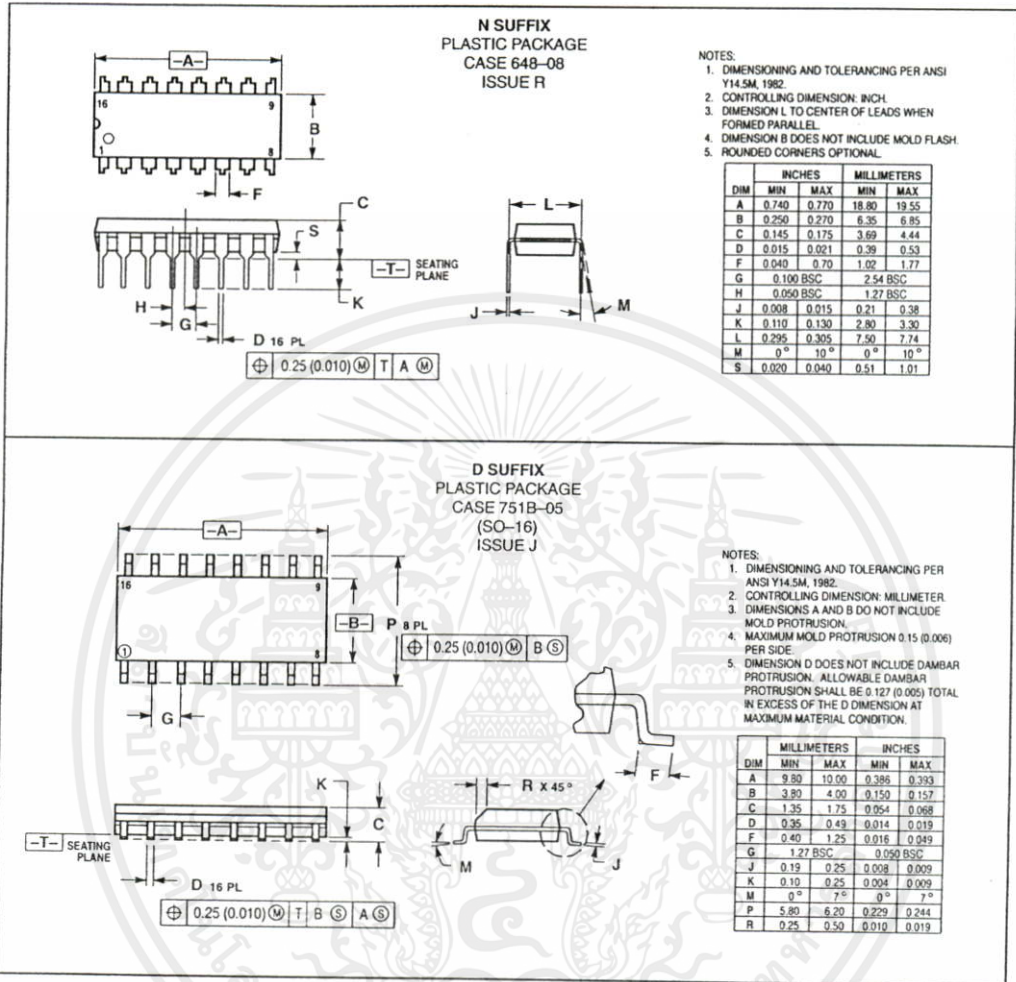
TL494

Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter



Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ V to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ mA to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	40 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	72%


TL494
OUTLINE DIMENSIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:
 USA/EUROPE/ Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
 P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,
 3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

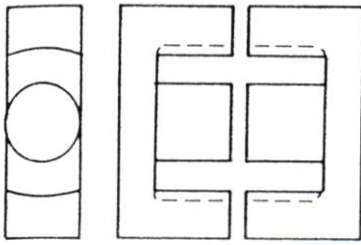
MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHSTONE 602-244-6609
 INTERNET: http://Design-NET.com

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



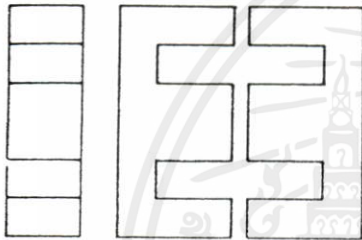
TL494/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรใช้เพื่อการค้า
 ไม่ว่าจะวิธีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



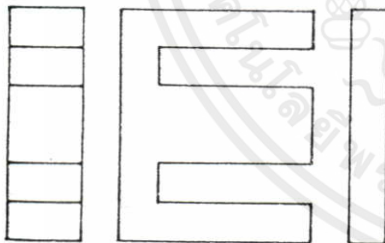
ETD

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	ℓ_c (mm)
ETD 34	0.971	1.220	7.64	78.6
ETD 39	1.250	1.740	11.50	92.2
ETD 44	1.740	2.130	18.00	103.0
ETD 49	2.110	2.710	24.20	114.0



EE

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	ℓ_c (mm)
EE 20/20/5	0.31	0.35	1.34	43.0
EE 30/30/7	0.59	0.78	4.00	66.9
EE 42/42/15	1.82	1.78	17.6	97.0
EE 42/42/20	2.36	1.78	23.1	97.4
EE 42/54/20	2.36	2.40	28.8	122.0
EE 42/66/20	2.36	3.40	34.5	143.0
EE 55/55/21	3.54	2.50	43.7	123.0
EE 55/55/25	4.20	2.50	52.0	123.0
EE 65/66/27	5.32	3.93	78.2	147.0



EI

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	ℓ_c (mm)
EI 19	0.24	0.517	0.950	39.6
EI 22/19	0.41	0.44	1.630	39.3
EI 25/19	0.42	0.819	2.02	48.6
EI 28/20	0.85	0.725	4.11	48.4
EI 30/26	1.11	0.791	6.45	58.1
EI 35/29	1.21	1.36	8.18	67.6
EI 40/35	1.48	1.08	11.3	76.9
EI 50/42	2.30	1.7	21.8	94.8
EI 60/44	2.48	2.94	27.2	109.7

- A_c = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์
 A_w = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบบิ้น
 V_c = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์
 ℓ_c = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงขนาดมาตรฐาน AWG และข้อมูลอื่น ๆ ของลวดทองแดงอาบนํ้ายา

เบอร์ AWG (B. & S.)	ขนาดเส้นผ่าน		ขนาดเส้นผ่าน	พื้นที่หน้าตัด ปกติ	ค่าความต้าน ทานที่ 100°C (R _{dc}) Ω/m	ระยะเย็บ ชิดค่าสุด (t _{min}) mm
	ศูนย์กลาง (d)		ศูนย์กลางเมื่อ			
	inch	mm	จวมฉนวน (d ₀) mm			
44	0,00198	0,0503	0,06604	0,00199	11,180	0,071
43	0,00222	0,0564	0,07366	0,00250	8,899	0,079
42	0,00249	0,0633	0,08128	0,00314	7,073	0,087
41	0,00280	0,0711	0,09144	0,00397	5,594	0,098
40	0,00314	0,0798	0,1041	0,00500	4,448	0,111
39	0,00353	0,0897	0,1143	0,00631	3,519	0,122
38	0,00397	0,1008	0,1295	0,00799	2,783	0,138
37	0,00445	0,1130	0,1448	0,01003	2,215	0,154
36	0,00500	0,1270	0,1626	0,0127	1,754	0,172
35	0,0056	0,1422	0,1778	0,0159	1,398	0,188
34	0,0063	0,1600	0,1981	0,0201	1,105	0,209
33	0,0071	0,1803	0,2235	0,0255	0,8700	0,236
32	0,0080	0,2032	0,2489	0,0324	0,6853	0,261
31	0,0089	0,2261	0,2743	0,0401	0,5537	0,287
30	0,0100	0,2540	0,3048	0,0507	0,4386	0,319
29	0,0113	0,2870	0,3404	0,0647	0,3435	0,356
28	0,0126	0,3200	0,3759	0,0804	0,2762	0,393
27	0,0142	0,3607	0,4191	0,1022	0,2175	0,438
26	0,0159	0,4039	0,4699	0,128	0,1735	0,491
25	0,0179	0,4547	0,5232	0,162	0,1369	0,547
24	0,0201	0,5105	0,5817	0,205	0,10860	0,608
23	0,0226	0,5740	0,6502	0,259	0,08586	0,679
22	0,0253	0,6426	0,7214	0,324	0,06852	0,754
21	0,0285	0,7239	0,8052	0,412	0,05399	0,841
20	0,0320	0,8128	0,8966	0,519	0,04283	0,937
19	0,0359	0,9119	1,003	0,653	0,03403	1,048
18	0,0403	1,024	1,118	0,823	0,02700	1,168
17	0,0453	1,151	1,247	1,040	0,02137	1,303
16	0,0508	1,290	1,389	1,308	0,01699	1,452
15	0,0571	1,450	1,557	1,652	0,01345	1,627
14	0,0641	1,628	1,737	2,082	0,010670	1,815
13	0,0720	1,829	1,943	2,627	0,008460	2,030
12	0,0808	2,052	2,172	3,308	0,006717	2,270
11	0,0907	2,304	2,431	4,168	0,005331	2,540
10	0,1019	2,588	2,720	5,261	0,004224	2,842

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INTRODUCTION

GENERAL MATERIAL PROPERTIES						
Material Mix No.	Reference Permeability (μ_0)	Temp. Coef. of Perm. (+ppm/ $^{\circ}$ C)	Coef of Lin. Expan. (+ppm/ $^{\circ}$ C)	Material Density (g/cm 3)	Relative Cost	Color Code
-2	10	95	13	5.0	2.3	Red/Clear
-8	35	255	12	6.5	4.0	Yellow/Red
-18	55	385	12	6.6	2.8	Green/Red
-26	75	825	10	7.0	1.2	Yellow/White
-28	22	415	11	6.0	1.7	Gray/Green
-33	33	635	11	6.3	1.6	Gray/Yellow
-40	60	950	10	6.9	1.0	Green/Yellow
-52	75	650	10	7.0	1.4	Green/Blue

Note: For information on Mix No.'s 1, 3, 4, 6, 7, 10, 12, 15, 17, 42 and 0 see MICROMETALS Catalog 3; Iron Powder Cores for RF Applications.

Material Mix No.	CORE LOSS COMPARISON (mW/cm 3)						PERMEABILITY WITH DC BIAS H _{DC} = 50 Oersteds	
	60 Hz @5000G	1KHz @1500G	10KHz @500G	50KHz @225G	100KHz @140G	500KHz @50G	% μ_0	$\mu_{\text{effective}}$
-2	-	-	-	29	23	15	100%	10.0
-8	150	70	47	41	31	14	91%	31.9
-18	168	80	53	43	36	26	74%	40.7
-26	42	56	65	90	88	124	51%	38.3
-28	88	93	117	165	170	175	91%	20.0
-33	90	90	105	160	145	155	84%	27.7
-40	39	49	78	112	115	155	62%	37.2
-52	52	62	59	62	54	63	59%	44.3

MATERIAL APPLICATIONS

Typical Application	Material (Mix No.)							
	-2	-8	-18	-26	-28	-33	-40	-52
Light Dimmer Chokes								
60 Hz Differential-mode EMI Line Chokes				X			X	
DC Output Chokes: <50 KHz or low E/N				X	X	X	X	X
DC Output Chokes: \geq 50 KHz or higher E/N		X	X	X				X
Power Factor Correction Chokes: < 50 KHz				X	X	X	X	
Power Factor Correction Chokes: \geq 50 KHz		X	X	X				X
Resonant Inductors: \geq 50 KHz		X						X

-2 Material The low permeability of this material will result in a lower operating AC flux density than with other materials with no additional gap-loss.

-8 Material This material has low core loss and good linearity under high bias conditions. A good high frequency material. The highest cost material.

-18 Material This material has low core loss similar to the -8 Material with higher permeability and a lower cost. Good DC saturation characteristics.

-26 Material The most popular material. It is a cost-effective general purpose material that is useful in a wide variety of power conversion and line filter applications.

-28 Material The good linearity, low cost, and relatively low permeability of this material make it popular in the larger sizes for high power UPS chokes.

-33 Material An inexpensive alternate to the -8 Material for applications where high frequency core loss is not critical. Good linearity with high bias.

-40 Material The least expensive material. It has characteristics quite similar to the very popular -26 Material. Popular in the larger sizes.

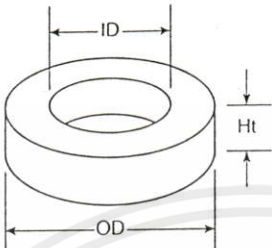
-52 Material This material has lower core loss at high frequency and the same permeability as the -26 Material. It is very popular for new high frequency choke designs.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOROIDAL CORES

COLOR CODE

- 2 Red/Clear
- 8 Yellow/Red
- 18 Green/Red
- 26 Yellow/White
- 28 Gray/Green
- 33 Gray/Yellow
- 40 Green/Yellow
- 52 Green/Blue



TYPICAL PART NO.

T106-26

OD in 100th inches
Micrometals Mix No.
Letter Indicates Alternate Height
Code Area For Other Characteristics

Refer to page 3 for tolerances.

Note: For information on Mix 1, 3, 4, 6, 7, 10, 12, 15, 17, 42, and 0 see Micrometals Catalog 3 for RF applications.

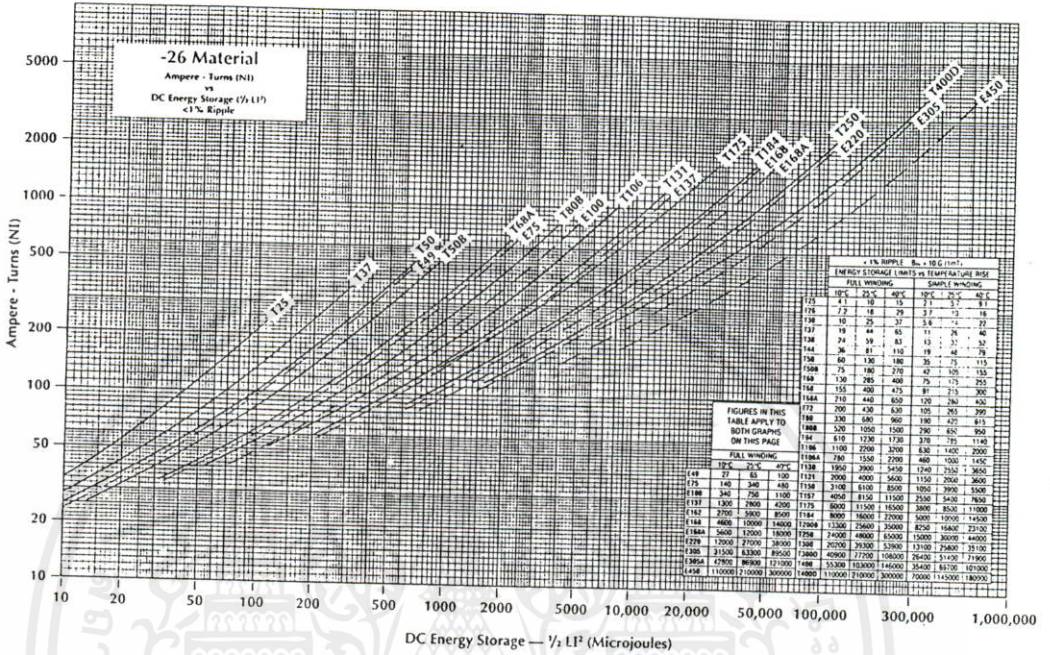
MICROMETALS Part No.	A _L nH/N ²	MAGNETIC DIMENSIONS					
		OD in/mm	ID in/mm	Ht in/mm	l cm	A cm ²	V cm ³
T106-2	13.5	1.060/26.9	.570/14.5	.437/11.1	6.49	.659	4.28
T106-8/90	45.0						
T106-18	70.0						
T106-26	93.0						
T106-28	30.0						
T106-33	40.0						
T106-40	81.0						
T106-52	95.0						
T106-18A	49.0	1.060/26.9	.570/14.5	.312/7.92	6.49	.461	3.00
T106-26A	67.0						
T106-40A	58.0						
T106-52A	67.0						
T106-18B	91.0	1.060/26.9	.570/14.5	.575/14.6	6.49	.858	5.57
T106-26B	124.0						
T106-40B	106.0						
T106-52B	124.0						
T124-26	58.0	1.245/31.6	.710/18.0	.280/7.11	7.75	.459	3.55
T130-2	11.0	1.300/33.0	.780/19.8	.437/11.1	8.28	.698	5.78
T130-8/90	35.0						
T130-18	58.0						
T130-26	81.0						
T130-28	25.0						
T130-33	33.5						
T130-40	69.0						
T130-52	79.0						
T130-26A	41.0	1.300/33.0	.780/19.8	.225/5.72	8.28	.361	2.99
T130-40A	34.0						
T131-8/90	52.5	1.300/33.0	.640/16.3	.437/11.1	7.72	.885	6.84
T131-18	79.0						
T131-26	116.0						
T131-33	46.5						
T131-40	93.0						
T131-52	108.0						
T132-26	103.0	1.300/33.0	.700/17.8	.437/11.1	7.96	.805	6.41
T132-40	83.0						
T132-52	95.0						
T141-26	75.0	1.415/35.9	.880/22.4	.412/10.5	9.14	.674	6.16
T141-40	60.0						
T141-52	69.0						

TEL. (714) 340-7420

PERMUTIC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DC APPLICATIONS

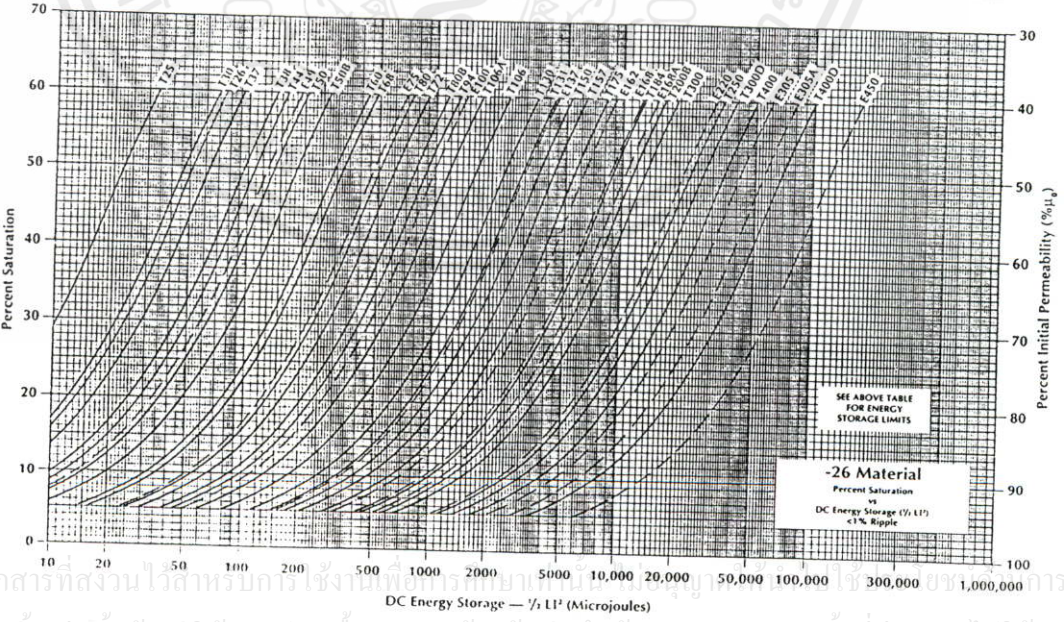


QUICK REFERENCE A_c VALUES FOR -26 MATERIAL

PART NO.	T25	T26	T30	T37	T38	T44	T50	T50B	T60	T68	T72	T80	T80B	T94	T106	T106A	T130	T131	T150	T157
A_c VALUE	24.5	57.0	33.5	28.5	49.0	37.0	33.0	43.5	50.0	43.5	90.0	46.0	71.0	60.0	93.0	67.0	81.0	116	96.0	100

PART NO.	T175	T184	T200B	T250	T300	T300D	T400	T400D	E49	E75	E100	E137	E162	E168	E168A	E220	E305	E305A	E450
A_c VALUE	105	169	160	242	80	160	131	262	38.0	64.0	92.0	134	210	195	232	286	287	382	550

MICROMETALS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้เชิงเทคนิคเท่านั้น มิใช่เอกสารการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายปรากฏ เหลียงประดิษฐ์ เกิดเมื่อวันที่ 13 ตุลาคม 2514 ที่จังหวัดลำปาง สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต จากมหาวิทยาลัยศรีปทุม ปีการศึกษา 2535

ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ประจำ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีปทุม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้